radioelektronik

3 '81

miesięcznik elektroników radioamatorów i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

ogłoszenia

Słuchawki magnetyczne 2000 omów w cenie 275 zł oraz mikrofonowe wkładki krystaliczne – 100 zł, wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, 90-014 Łódź, ul. Nowotki 45. EO/39/K/81

Głowice zintegrowane, adaptory naprawiam (roczna gwarancja) mgr inż. Adam Skubis, ul. Jagiełły 29, 44-200 Rybnik (można przesłać pocztą). EO/1397/K/80

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat, odczynniki, instrukcja) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 185 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź 1, skr. poczt. 344. EO/1329/K/80

Odstąpię: różne układy scalone, triaki, MOSFET-y i inne. Marek Stypuła, ul. Mozarta 3 m. 1001, 02-739 Warszawa. EO/1371/K/80

Poszukujemy transceivera chętnie z rachunkiem lub fachowca uprawnionego do wyceny. Części radiowych. SP7KPK, Hutnicza 17, 37-450 Stalowa Wola. EO/203/K/81

Płytki drukowane o uniwersalnym układzie ścieżek doskonałe do amatorskich konstrukcji można otrzymać pocztą. Napisz po szczegółowe informacje. Zakład Elektroniczny, skrytka pocztowa 2, 98-220 Zduńska Wola. EO/208/K/81

Sprzedam amatorsko wykonany transceiver SSB/CW 3,5-28 MHz 100 Wpep. Dodatkowe wyposażenie: VFO zewnętrzne do pracy „split", wzmacniacz liniowy 400 Wpep. Stefan Kessel, ul. Łukowa 7/30, 02-767 Warszawa, tel. 43-88-17. EO/251/K/81

Dysponuję najnowszymi katalogami ze sprzętem elektroakustycznym firm japońskich i RFN w języku niemieckim. Tomasz Kłobukowski, ul. Homera 15 A, 04-624 Warszawa. EO/253/K/81

Sprzedam wykrywacz metali zasięg do 2,5 m. Stanisław Kalinowski, ul. Słowackiego 14/32, 19-300 Ełk. EO/208/K/81

NOWY MODEL na 1981 r.

GENERATOR TV OBRAZÓW – cena 4600 zł
biała krata-kropki-gradacja-biel-tło

Dostarczany także w zestawach do montażu. Ceny zestawów 1200 i 1900 zł.
Szczegóły w prospektach i w nrze 2/81 „Re"
GENERATORY do lokalizacji uszkodzeń:
VIDEO-TEST telewizyjny – cena 400 zł
FONO-LUX radiowy – cena 370 zł
Szczegółowa instrukcja. Roczna gwarancja.
Dostawa pocztą. Płatne przy odbiorze.
ELTEST ul. Słoneczna 64, 81-605 Gdynia.



Radioelektronik

MARZEC 1981 • ROCZNIK XXXII (27)

3 '81

Z KRAJU I ZE ŚWIATA 49

ELEKTROAKUSTYKA

Syntezator muzyczny – cz. III – Grzegorz Wodzinowski 51

RADIOKOMUNIKACJA AMATORSKA

Cyfrowa synteza częstotliwości w radiotelefonie UKF-FM – Andrzej Łobzowski – SP5DF 55

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

Magnetofon szpulowy Hi-Fi Aria M2407S 59

ELEKTRONIKA DOMOWA

Włącznik zmierzchowy – Zdzisław Tkaczyk 66

KRÓTKOFALOWIEC POLSKI 67

ELEKTRONIKA SAMOCHODOWA

Wykrywacz promieniowania radaru drogowego – Irena Gwiazdowska, Karol Renau 72

Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ

Bezprzewodowe słuchawki stereofoniczne – Zbigniew Stanisław Woźniak . . . . . okł. IV

WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH
NACZELNA ORGANIZACJA TECHNICZNA
SIGMA
ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** mgr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, mgr inż. Mieczysław Flisak, inż. Jerzy Węglewski-SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Przedstawiciel ZG LOK – ppłk inż. Walerian Sadło
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek
Okładkę projektował – Witold Rębkowski
Artykułów nie zamówionych Redakcja nie zwraca.
Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów.

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do 10 marca na II kwartał roku bieżącego; do 10 czerwca na III kwartał i II półrocze; do 10 września na IV kwartał roku bieżącego. Cena prenumeraty rocznej 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Jednostki gospodarki uspołecznionej, instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych.

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch" – Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto: NBP XV O. W-wa nr 1153-201045-139-11 w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.

OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleconej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 26-16-34.
Za treść ogłoszeń Redakcja nie odpowiada.

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 732/CD. Nakład 80000 egz. L-95. Ark. druk. 3. Skład techniką Linotron 505TC. Cena zł 8. Numer zamknięto 27.II.1981 r.

■ **W pasmie 14/12 GHz uruchomiono pierwszy stały system satelitarny** dla rozsyłania francuskich programów telewizyjnych do 22 miast prowincji Quebec w Kanadzie. Wykorzystano w tym celu satelitę Anik-B przesyłając codziennie około 14 godzin programów. Zaletą pasma 14/12 GHz w stosunku do 6/4 GHz jest odbiór wolny od zakłóceń ze strony naziemnych linii radiowych oraz innych satelitarnych transmisji w tym zakresie, a także możliwość stosowania małych anten odbiorczych o średnicy 1,2 m.

■ **Szwecja buduje pierwszego satelitę Viking,** który będzie wprowadzony na orbitę w 1984 r. za pomocą europejskiej rakiety Ariane. Zadaniem tego satelity będzie badanie ziemskiej magnetosfery na wysokości około 15 000 km, na orbicie przechodzącej nad biegunami. Opracowanie całego projektu powierzone zostało firmie Saab-Scania. Koszt przedsięwzięcia wynosi około 25 mln dolarów.

■ **System wewnętrznej łączności satelitarnej w Indonezji** wyposażony obecnie w 40 stacji naziemnych, będzie uzupełniony w 1981 r. dodatkowymi 20 stacjami instalowanymi przez firmę Hughes Aircraft Co. Firma ta buduje jednocześnie dla tego systemu satelitę drugiej generacji PALAPA-B, który będzie wprowadzony na orbitę w 1983 r.

■ **Dwóch amerykanów K. Kaluga i P. Barlow stosując „domowe" anteny** o średnicy ok. 3,6 m, wzmacniacz i odbiornik z konwerterem, odbierają bezpośrednio z satelitów programy telewizyjne. Liczba tych kanałów, przesyłających program zarówno z satelitów przeznaczonych dla telewizji kablowej jak i różnych filmów przekazywanych tą drogą dla wymiany oraz telewizyjnych nowości, dochodzi do 50. Koszt całej instalacji wraz z urządzeniami nie przekracza 2500 dol.

■ **Międzynarodowa organizacja morskiej łączności satelitarnej Inmarsat** jako agenda ONZ zawarła porozumienie z Europejską Agencją Kosmiczną Intelsat oraz Comsat na dzierżawę transponderów w satelitach nad Atlantykiem, Pacyfikiem i Oceanem Indyjskim. Będą to satelita Intelsat V oraz Marecs nad Atlantykiem, Comsat Marisat i Marecs (ESA) nad Pacyfikiem oraz dwa satelity Intelsat V nad Oceanem Indyjskim. Normalnie jeden z transponderów będzie eksploatowany, zaś transponder na drugim satelicie będzie służyć jako rezerwa. Satelity Marisat należą do mar, arki USA i kończą swój żywot w 1983 r., zaś satelity Marecs specjalnie przeznaczone dla łączności morskiej będą własnością Europejskiej Agencji. Łączność na odcinku stacja brzegowa–satelita odbywać się będzie na częstotliwości 6,4 GHz, od satelity do stacji okrętowej na częstotliwości 1,5 GHz, od okrętu do satelity na częstotliwości 1,6 GHz, zaś od satelity do stacji brzegowej na częstotliwości 4,2 GHz. Eksploatowane będą łącza telefoniczne, telex, facsimile. Przewiduje się także przesyłanie cyfrowe danych, szczególnie dla firm eksploatujących zbiorniki oraz instalacje oleju i gazu. Koszt eksploatacji transponderów wyniesie około 180 mln dolarów. Koszt urządzeń pokładowych produkowanych już przez 4 firmy wynosi około 45 000 dol. Aktualnie w systemie Marisat wykorzystującym tymczasowo satelity US Navy pracuje około 320 okrętów.

■ **Światowe statystyki przewidują wzrost liczby abonentów telefonicznych** z 441 mln w 1980 roku do 595 mln w 1985 r. Statystyki te nie uwzględniają danych państw socjalistycznych oraz Chin, dla których przewiduje się przyrost około 35 mln w stosunku do roku 1980.

■ **Rząd Brytyjski zlecił firmie Marconi Space and Defense Systems Ltd.** opracowanie studium nad satelitarnym systemem obronnym, w wyniku którego ma być wprowadzona na orbitę seria satelitów począwszy od 1983 r. System ten ma zastąpić czynnego jeszcze satelitę Skynet II z roku 1974, który mimo planowanej trzyletniej pracy służył ostatnio łączności między Londynem a brytyjskim ośrodkiem w Zimbabwe.

■ **Urządzenie „Sky shadow" zagłuszające sygnały radarowe** wysyłane przez rakiety samosterujące się, opracowała firma Marconi Space and Defense Systems. Urządzenie to o wielkości pomocniczego zbiornika paliwa jest umocowane pod skrzydłem samolotu. Pracuje zupełnie automatycznie, zasilane z własnego źródła, wykrywa sygnały radarowe z rakiety, mierzy ich częstotliwość, określa czy jest to rakieta wroga i wytwarza zakłócające sygnały, tak że rakieta zmienia kierunek lotu.

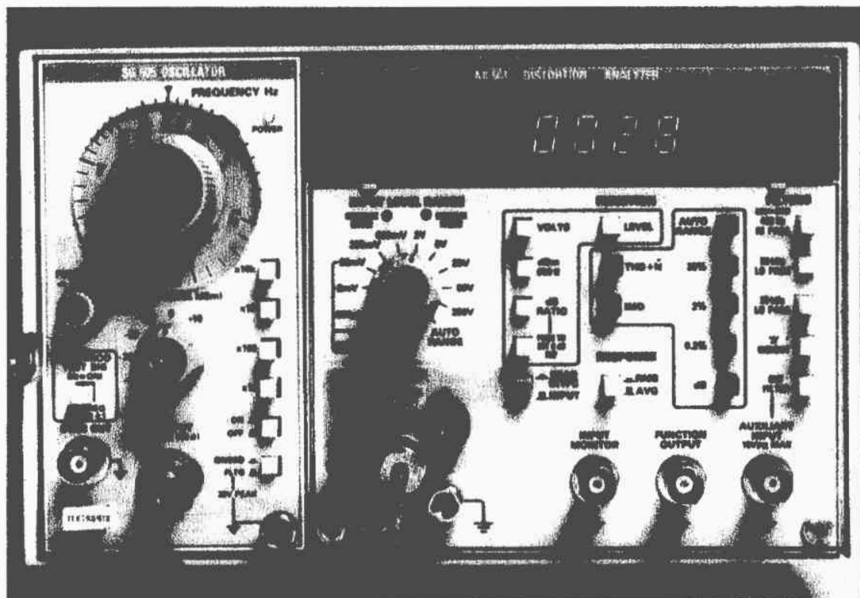
■ **Amerykańska flota wojenna zamówiła w firmie Sanders ASS. INC.** na sumę 2,2 mln dolarów opracowanie i produkcję zminiaturyzowanych elektronicznych urządzeń, które będą zrzucane przez samoloty dla wprowadzenia w błąd służb radarowych i wpływania na zmianę kursu rakiet. Urządzenie nazywa się POET (Primed Oscilator Expandable Transponders).

■ **Brytyjskie firmy budują światłowodową sieć** dla 1920 kanałów telefonicznych, o łącznej długości 450 km, między Londynem a miejscowościami o dużym ruchu międzymiastowym. Ta nowa sieć o łącznej długości światłowodów 3500 km, kosztować będzie 6 mln funtów i będzie przekazana do eksploatacji w 1982 r.

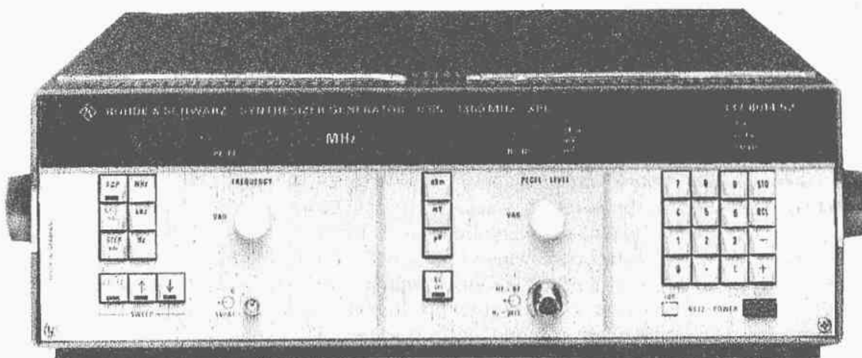
■ **Płyty wizyjne RCA o odczycie pojemnościowym** (Capacitive Electronic Disc – CED) demonstrowane na wystawie w Cannes (1980 r.) wprowadzone będą do powszechnej sprzedaży w 1981 r. Koszt urządzenia odtwarzającego wynosi poniżej 500 dol., przy czym planuje się w 1981 r. sprzedaż 200 000 sztuk, a w 1982 r. 500 000 sztuk. Przygotowano już 2 mln sztuk płyt z programami (filmy rozrywkowe, widowiska telewizyjne, sport i programy dla dzieci, programy muzyczne i szkoleniowe). W Europie system będzie wprowadzony w 1982 r. już w emisji stereofonicznej. W sytemie RCA możliwe jest odtwarzanie obrazów nieruchomych i rozciągniętych w czasie. Płyta przy 450 obr/min odtwarza łącznie z obu stron 2 godziny programu. Konkurencyjna płyta z odczytem laserowym (VLP) firmy Philips jest już rozprowadzana w USA przez firmę Magnavox. W Anglii mają być one wprowadzone w 1981 r., zaś w RFN w 1982 r. Przewiduje się, że w 8 lat po wprowadzeniu systemu około 10% właścicieli odbiorników będzie oglądało również płyty wizyjne.

■ **Kontrola i dozór podwodnych rurociągów za pomocą nurków** jest kosztowna i niebezpieczna. Przewiduje się w przyszłości zastosowanie do tego celu kamer telewizyjnych. Ze względu jednak na ograniczony kąt obserwacji oraz nie najlepszą jakość takich obrazów, projektuje się w W. Brytanii opracowanie kolorowego szerokątnego systemu, pokrywającego w poziomie kąt obserwacji 180°, zaś w pionie 60° i o dużej rozdzielczości w kącie około 8°.

■ **Automatyczny analizator zniekształceń** firmy Tektronix złożony z generatora SG 505 o bardzo małych zniekształceniach oraz analizatora AA 501 (fot. niżej) zawiera układ pamięci, który automatycznie steruje pomiarem wzmocnienia, charakterystyki częstotliwości, szumów oraz zniekształceń. Generator wytwarza w zakresie 20–20 000 Hz sygnał o zniekształceniach poniżej 0,0008%, o stałości 0,1 dB.



■ Generator programowany z syntezerem, typ XPC firmy Rohde-Schwarz pracuje w zakresie 50 kHz do 1360 MHz. Wybór częstotliwości oraz nastawianie napięcia wyjściowego (fot. niżej) dokonuje się przyciskami z jednoczesnym odczytem cyfrowym, oddzielnie dla częstotliwości (10-cyfrowy wyświetlacz) i oddzielnie dla poziomu (wyświetlacz 4-cyfrowy). Nastawianie częstotliwości wykonuje się co 0,1 Hz w zakresie do 100 MHz, powyżej tej częstotliwości co 1 Hz. Dodatkowo istnieje możliwość regulacji quasi-ciągłej za pomocą dwu gałek dla częstotliwości i poziomu. Poziom wyjściowy jest regulowany od 0,015 μV do 1 V, na 50 Ω, zaś stałość częstotliwości wynosi 10^{-8} na dobę.



■ Farmerzy w Anglii wykorzystują system Viewdata do uzyskiwania najświeższych informacji rolniczych. Ministerstwo Rolnictwa zainstalowało eksperymentalnie na 30 fermach kolorowe monitory 14-calowe z klawiaturą i 4-stronicowym układem pamięci. Rolnicy pokrywają opłaty połączeń telefonicznych do przesyłania informacji oraz opłatę stałą za przyłącze do komputera.

■ Pierwszy kabel światłowodowy we Francji o długości 7 km, uruchomiony między dwiema paryskimi centralami, ma pojemność równoważną 30 000 linii telefonicznych.

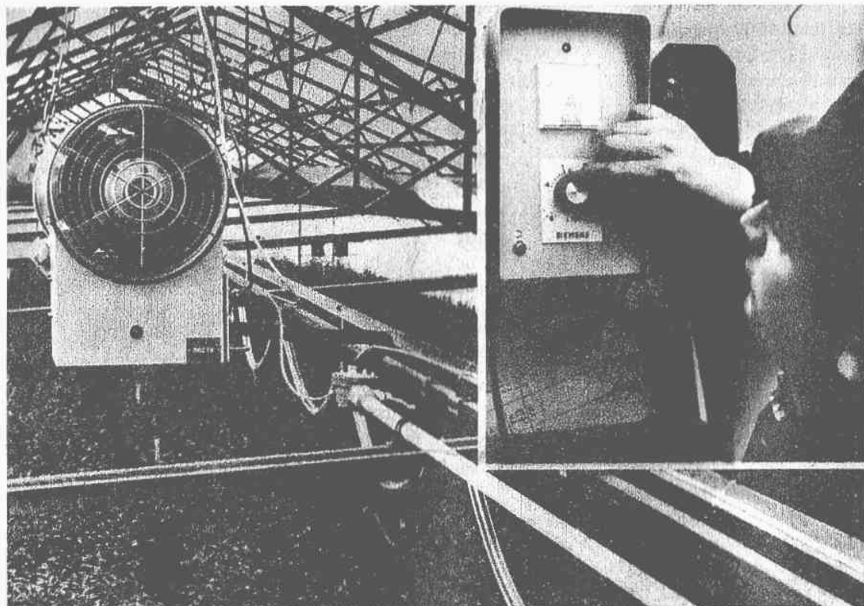
■ W związku z obawami szkodliwego wpływu monitorów ekranowych na stan zdrowotny operatorów systemów komputerowych i transmisji danych, Główny Inspektorat Zdrowia i Bezpieczeństwa Londynu stwierdził, że po przebadaniu około 600 różnych modeli monitorów, nie stwierdzono szkodliwego natężenia promieniowania w całym zakresie od fal elektromagnetycznych, poprzez ultrafiolet do promieni rentgena. Zmierzone promieniowanie przy ekranie miało wartość o wiele mniejszą od dopuszczalnych przez narodowe i międzynarodowe przepisy. Podobnie wypowiedziano się na temat nieszkodliwego wpływu promieniowania radiotelefonów przenośnych. Jeżeli efektywna moc promieniowania nie przekracza 3 W, zaś nadajnik z anteną jest trzymany w odległości większej niż 1...2 cm od głowy, promieniowanie nie jest szkodliwe. Dotyczy to również zakresu 900 MHz.

■ Vidiprinter 500 – urządzenie do wykonywania fotokopii w pełnej skali półtonów z dowolnych obrazów wizyjnych opracowała firma Tudorcape Ltd. Urządzenie ma szczególne zastosowanie w rentgenografii oraz obrazach uzyskiwanych w medycznych urządzeniach ultradźwiękowych. Przewiduje się w najbliższym czasie opracowanie wersji dla fotokopii kolorowych. W urządzeniu jest wbudowany mikroprocesor regulujący przebieg kopiowania i wywoływania, przy czym wydajność wykonywania kopii wynosi 960 obrazów na godzinę. Koszt wykonania jednej kopii – około 2 pensy.

■ Szósta z kolei międzynarodowa konferencja i wystawa Intelcom 81 odbędzie się w Paryżu 5–8 maja 1981 r. Program przewiduje sympozja i demonstracje najnowszych osiągnięć z dziedziny generatorów półprzewodnikowych, lamp mikrofalowych, modemów cyfrowych oraz kabli światłowodowych z osprzętem.

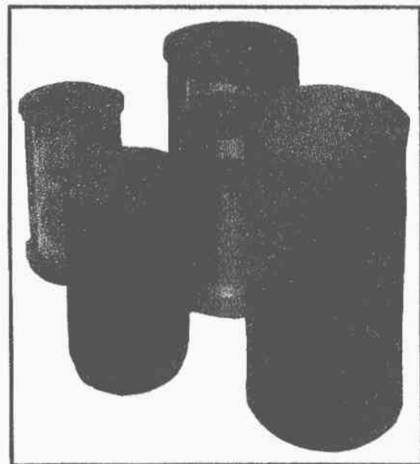
■ Już w 1983 r. przewiduje się wprowadzenie na rynek maszyn do pisania uruchamianych głosem dyktującego. Pracują nad tym zagadnieniem firmy IBM, Xerox, Matsushita.

■ Dla uzyskania optymalnego wzrostu hodowlanych roślin zawartość CO_2 w atmosferze musi odpowiadać zapotrzebowaniu roślin. W powietrzu jest normalnie około 300 cm^3 CO_2 na 1 m^3 atmosfery. Biolodzy ustalili, że przy zwiększeniu zawartości CO_2 w powietrzu zwiększa się wzrost i wydajność roślin. Wartość ta jest zależna od ilości światła (asymilacja) oraz ilości wtłaczanego powietrza do cieplarni. Zbyt mała ilość CO_2 opóźnia wzrost, zaś duża ilość powoduje zafarbowanie liści i „spalanie". Do pomiaru i regulacji firma Siemens opracowała miernik koncentracji CO_2 w zakresie od 0 do 3000 ppm (0,3%). Za pomocą specjalnego palnika gazu wykorzystywanego do ogrzewania cieplarni można wyregulować CO_2 w granicach od 400 do 3000 ppm. Miernik (działający na podczerwieni) oraz regulator spalanego gazu ilustruje fot. niżej.



■ Laboratoria firmy Hitachi opracowały nowe ogniwa oparte na stałym elektrolicie na bazie litu (Li). Umożliwiło to konstrukcję bardzo cienkich (0,7 mm) ogniw o dużej gęstości mocy i długiej żywotności. Maksymalny prąd z ogniwa o średnicy 20 mm i grubości 0,7 mm, wynosi 5 mA i jest około 100 razy większy od poprzednich modeli. Przy stałym prądzie rzędu 2 μA potencjał ogniwa nie zmienia się w ciągu 1000 godzin. W najbliższej przyszłości przewiduje się zwiększyć tę granicę do 10 000 godzin.

■ Firma angielska JR (Jim Rogers) wytwarza zespoły głośnikowe mające kształt walca (fot. niżej). Mniejszy zespół o mocy znamionowej 60 W ma średnicę 23 cm i wysokość 37 cm. Większy zespół o mocy 100 W ma średnicę 28 cm i wysokość 55 cm. Zespoły są wykonane ze sztywnego walca aluminiowego wypełnionego materiałem dźwiękochłonnym. Zespoły o takiej konstrukcji odznaczają się brakiem rezonansów obudowy, zmniejszoną skłonnością do powstawania fal stojących wewnątrz obudowy i dobrą charakterystyką kierunkowości promieniowania. Dzięki zastosowaniu specjalnych głośników i silnemu ich tłumieniu akustycznemu uzyskano równomierną charakterystykę przenoszenia w paśmie 60...30 000 Hz. Całkowite pasmo przenoszone wynosi 40...40 000 Hz. Wysoka jakość przetwarzania została uzyskana częściowo kosztem sprawności przetwarzania, bowiem efektywność zespołów wynosi odpowiednio 83 i 87 dB.



Syntezator muzyczny – część II

GRZEGORZ WODZINOWSKI

VCO – GENERATOR PRZEBIEGÓW TRÓJKĄT – PROSTOKĄT – SINUS

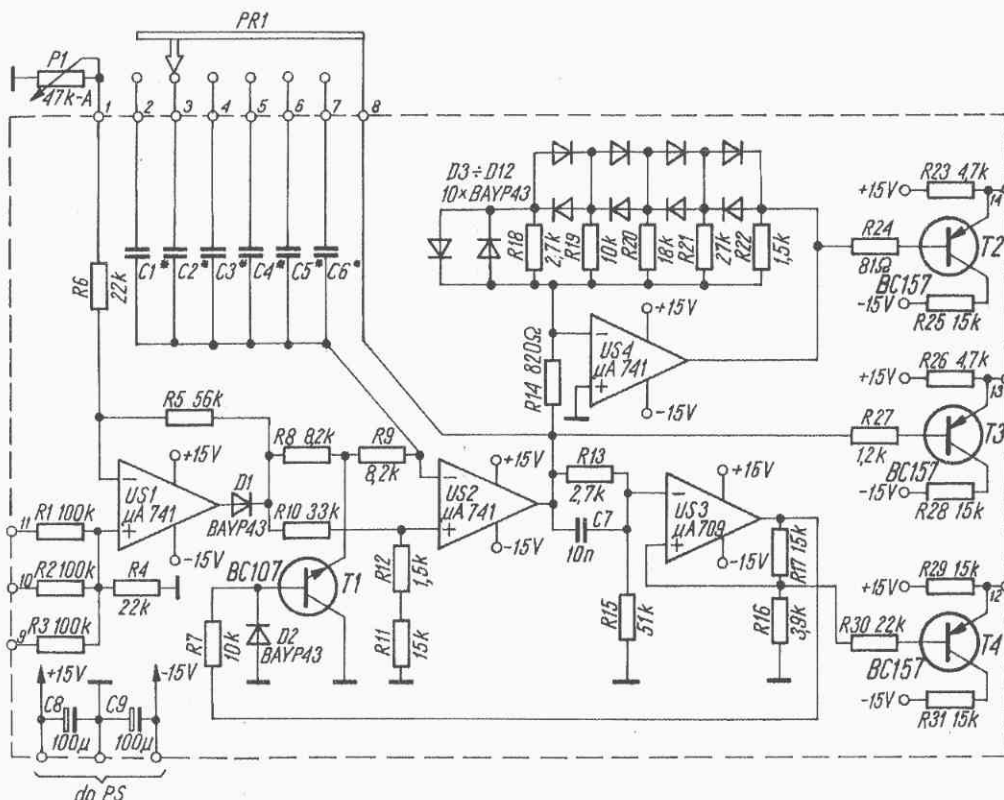
Generator (rys. 2) skonstruowano w oparciu o scalone wzmacniacze operacyjne. Układ US1 jest sumatorem napięć sterujących, steruje on integratorem US2. Komparator US3 określa wartość napięcia na kondensatorze całkującym C1...C6, przy której ma nastąpić rozładowywanie tego kondensatora. Układ US4 jest diodowym konwerterem funkcji, przekształcającym przebieg trójkątny w sinusoidalny, aproksymowany dziesięcioma odcinkami. Bardzo istotne jest dobranie rezystorów R8 i R9 o dokładnie jednakowej wartości oraz dobranie rezystorów R10, R11, R12 tak, aby suma wartości R11 i R12 równała się dokładnie połowie wartości rezystora R10. Od tego zależy wypełnienie przebiegu trójkątnego, a tym samym otrzymanie właściwego przebiegu prostokątnego i sinusoidalnego.
Tranzystory T2...T4 wraz z rezystorami R23...R31 służą do ustalenia położenia przebiegu względem osi zerowej. Potencjometr P1 służy do płynnej regulacji częstotliwości generatora w zakresie jednej oktawy.
Kondensatory C1...C6 należy dobrać eksperymentalnie tak, aby ich przełączanie (PR1) powodowało zmianę częstotliwości generatora o jedną oktawę w stosunku do sąsiedniego położenia przełącznika. Kondensator C1 jako podstawowy należy dobrać tak, aby przy doprowadzeniu do jednego z wejść sterujących (9...11) napięcia 0,3 V oraz przy maksymalnej rezystancji potencjometru P1 częstotliwość na wyjściu generatora wynosiła 16,35 Hz, co odpowiada najniższemu tonowi skali muzycznej (C).

Istotne jest, aby jako US3 stosować układ scalony 709, bowiem stosowanie w tym miejscu układu scalonego 741 powoduje zniekształcenie przebiegów przy większych częstotliwościach. Można natomiast zamiast układów scalonych 741 stosować jako US1, US2 i US4 układy 709, co przewidziano przy projektowaniu płytki drukowanej, na której pozostawiono miejsca na elementy kompensujące Ck1, Ck2 i Rk. Wartości tych elementów podano w tablicy na rys. 2.

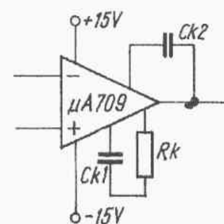
Na wyjściach poprawnie pracującego generatora powinny występować następujące przebiegi: 12 – przebieg prostokątny o U_{pp} = 3 V[1)], 13 – przebieg trójkątny o U_{pp} = 6 V, 14 – przebieg sinusoidalny o U_{pp} = 4,3 V. Takie zróżnicowanie wartości amplitud jest konieczne, aby wartość skuteczna napięć tych przebiegów była jednakowa. Korekcję napięć wyjściowych generatora można przeprowadzić przez zmianę rezystorów R24, R27 i R30. Kształt przebiegu sinusoidalnego można korygować doborem wartości rezystora R14.

Zmiana napięcia na wejściach sumatora od 0,3 do 5 V zmienia częstotliwość pracy generatora o 4 oktawy.
Na rys. 3 przedstawiono schemat płytki montażowej modułu VCO (widok od strony ścieżek przewodzących). W kilku miejscach zastosowane zostały mostki wykonane przewodem izolowanym od strony elementów.

[1)] U_{pp} – wartość obu amplitud przebiegu napięcia (pik-pik)

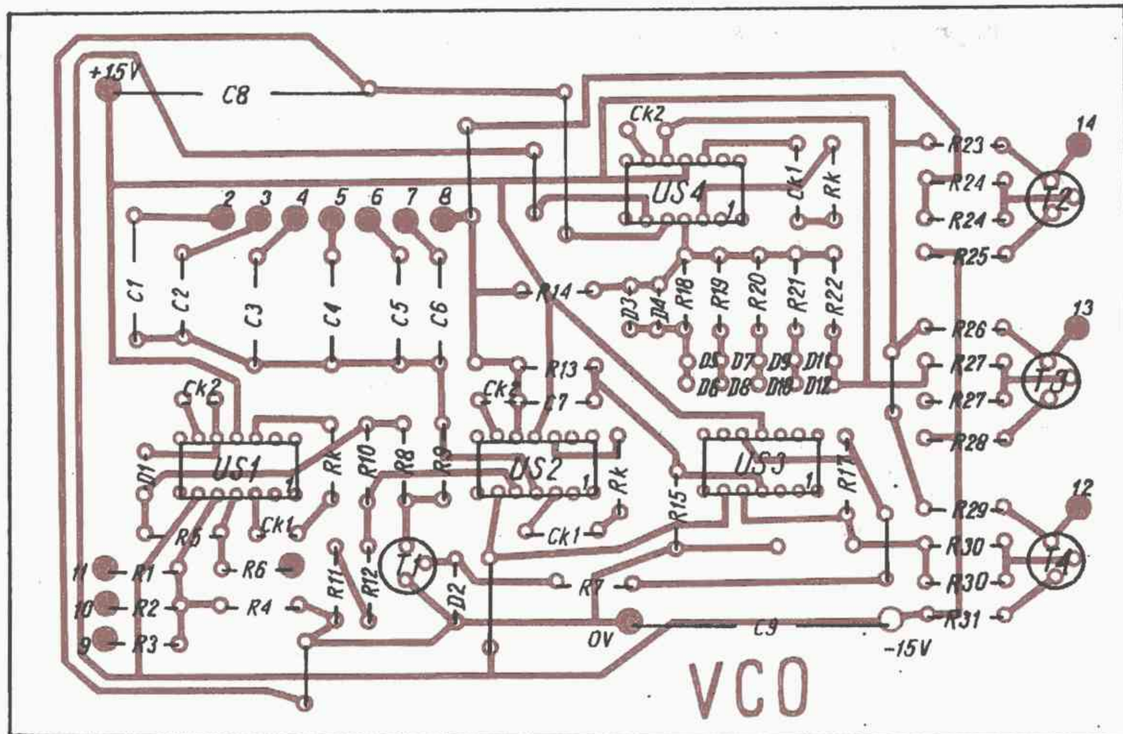


	Rk	Ck1	Ck2
US1	1,5k	3,3n	100p
US2	1,5k	470p	18p
US4	1,5k	470p	18p

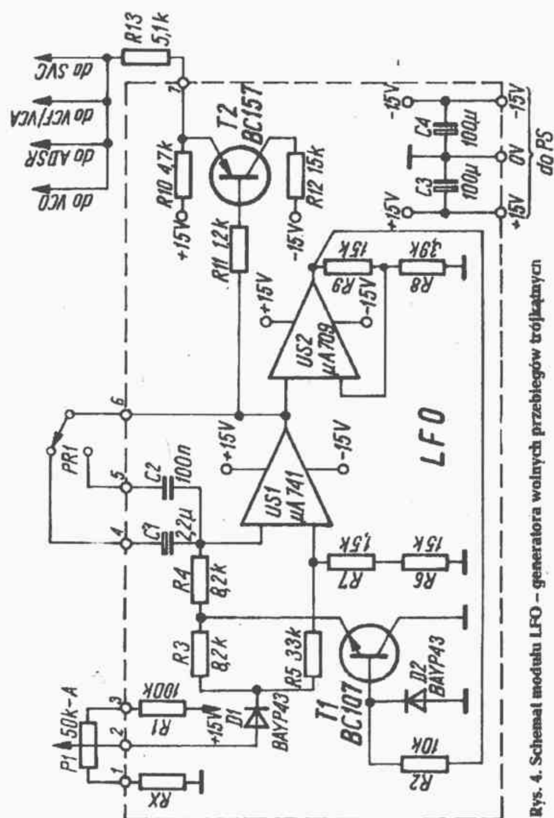


VCO

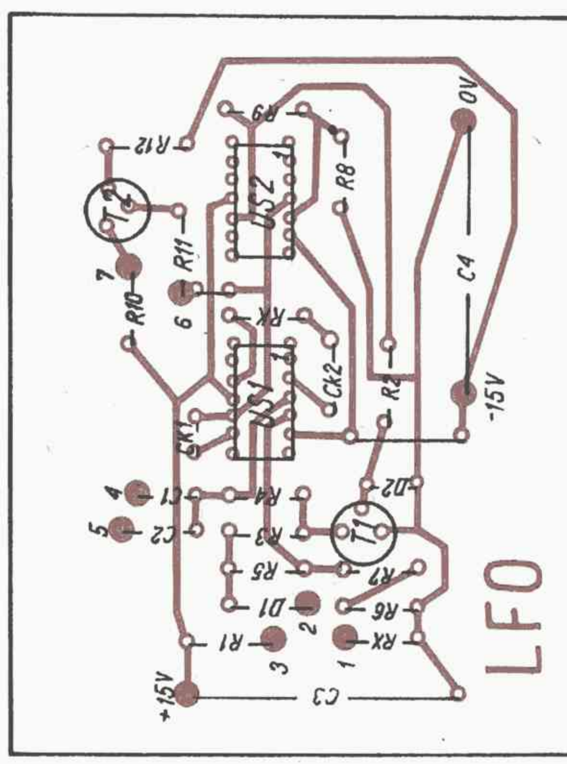
Rys. 2. Schemat modułu VCO – generatora przebiegów trójkąt-prostokąt-sinus



Rys. 3. Płytka montażowa modułu VCO



Rys. 4. Schemat modułu LFO – generatora wolnych przebiegów trójkątnych



Rys. 5. Płytka montażowa modułu LFO

LFO – GENERATOR WOLNYCH PRZEBIEGÓW TRÓJKĄTNYCH

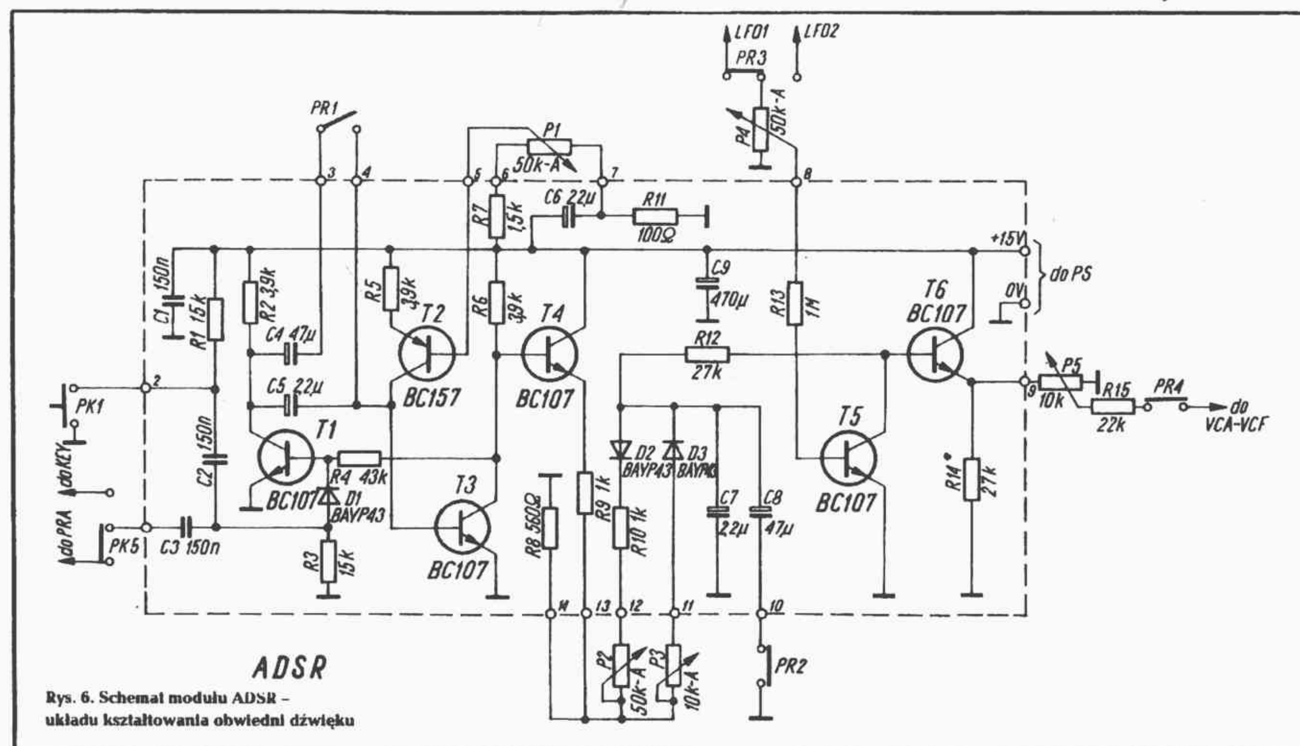
Generator (rys. 4) działa na analogicznej zasadzie jak generator VCO z tą różnicą, że wykorzystywany jest tylko przebieg trójkątny, a integrator jest sterowany napięciem z dzielnika napięcia. Przełącznik PR1 służy do dołączania kondensatorów C1 i C2, zapewniając „wolną" i „szybką" pracę generatora.
Regulacja układu polega na doborze wartości rezystora Rx tak, aby w dolnym położeniu suwaka potencjometru P1 generator wytwarzał możliwie najmniejszą częstotliwość.
Napięcie na wyjściu powinno wynosić 0,3 do 5 V. Wartość tego napięcia jak również położenie przebiegu względem osi zerowej reguluje się rezystorami R9 i R11.
W płytce montażowej (rys. 5) przewidziano możliwość zastosowania jako US1 układu scalonego 709; w tym celu należy wmontować w miejscu oznaczonym Ck1 kondensator 18 pF, w miejscu Ck2 – 470 pF, w miejscu Rk – rezystor 1,5 kΩ.

ADSR – UKŁAD KSZTAŁTOWANIA OBWIEDNI DŹWIĘKU

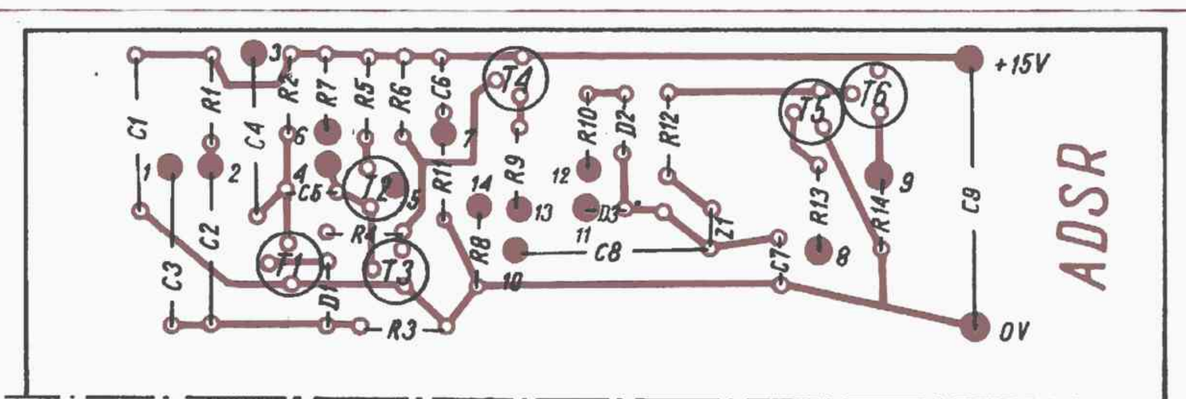
Formowanie napięcia kształtującego obwiednię dźwięku syntezatora i sekwencera oparte jest na przebiegu ładowania i rozładowania kondensatora. Układ (rys. 6) działa następująco: impuls wyzwalający powoduje niestabilność multiwibratora monostabilnego (T1, T2, T3), w wyniku tego napięcie na emiterze tranzystora T4 przybiera wartość dodatnią i ładuje kondensator C7 przez potencjometr P3 i diodę D3. Gdy skończy się okres działania multiwibratora, kondensator C7 rozładowywuje się przez diodę D2 i potencjometr P2. Czasy narastania i zanikania napięcia na kondensatorze C7 są regulowane wartościami potencjometrów P2 i P3; czasy te można znacznie wydłużyć dołączając kondensator C8 równolegle do kondensatora C7.
Napięcie z kondensatora C7 steruje tranzystorem T6. W emiter tego tranzystora jest włączony potencjometr, z suwaka którego jest pobierane napięcie sterujące wzmacniacz VCA. Okres zadziałania multiwibratora określa czas podtrzymania na określonym jednakowym poziomie wartości napięcia na wyjściu układu, a więc czas narastania i trwania dźwięku na tym samym poziomie głośności. Czas ten zależy od wartości kondensatorów C4 i C5, natomiast ciągłą regulację tego czasu umożliwia potencjometr P1. Tranzystor T5, włączony w obwód bazy tranzystora T6, służy do modulowania obwiedni sygnałem z generatora LFO. Układ można wyzwalać ręcznie za pomocą przycisku PK1.
Moduł składa się z dwóch wyżej opisanych układów; jest to konieczne do otrzymywania bardziej złożonych przebiegów obwiedni. Uzyskuje się to przez zsumowanie napięć wyjściowych dwóch układów ADSR na wejściu sterującym wzmacniacza VCA.
Korekcję napięcia wyjściowego można przeprowadzić przez zmianę stosunku wartości rezystorów R8 i R9. Na płytce drukowanej modułu (rys. 7) znajduje się miejsce na zworę Z1, którą należy zmontować po uruchomieniu modułu i ustaleniu wartości rezystorów R8 i R9 tak, aby napięcie maksymalne na kondensatorze C7 osiągało wartość +3 V.

VCA – VCF – WZMACNIACZ I FILTR PASMOWO-PRZEPUSTOWY

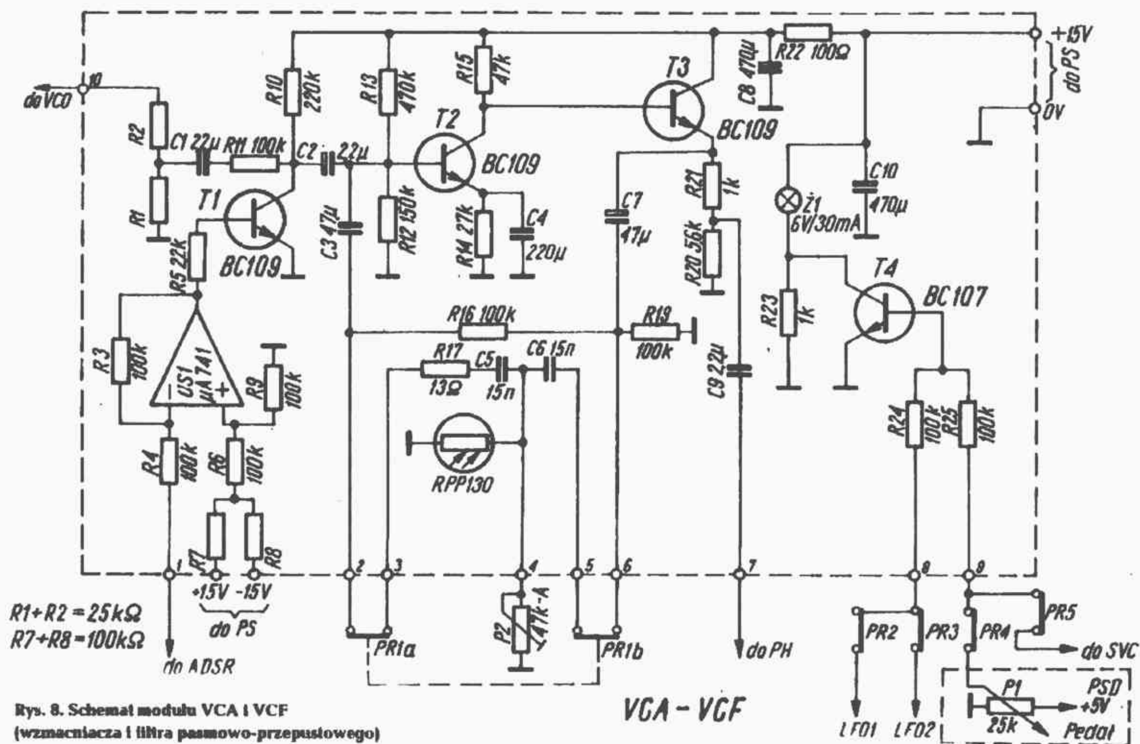
Moduł zawiera dwa układy: wzmacniacz sterowany napięciem i filtr pasmowo-przepustowy sterowany napięciem (rys. 8).
Wzmacniacz jest w zasadzie tłumikiem o maksymalnym wzmocnieniu bliskim jedności, malejącym stopniowo do 0,001. Tłumik ten znajduje się na wejściu wzmacniacza zastosowanego w układzie filtru pasmowo-przepustowego. Tłumienie odbywa się przez zmianę rezystancji złącza kolektor–emiter tranzystora T1. Przy braku napięcia sterującego wzmacniacz VCA, doprowadzonego do 1, tranzystor T1 pozostaje „otwarty", a więc maksymalnie tłumi napięcie wejściowe m.cz. Wraz ze zwiększaniem się napięcia sterującego rośnie rezystancja złącza kolektor–emiter tranzystora T1 i zmniejsza się tłumienie układu. Aby zapewnić właściwy punkt pracy tranzystora T1, zastosowano wzmacniacz operacyjny US1 w układzie ze wstępnie ustalonym poziomem napięcia wyjściowego.
Filtr pasmowo-przepustowy skonstruowano w oparciu o prosty wzmacniacz ze sprzężeniem zwrotnym, w którego obwód włączono układ RC osłabiający sprzężenie zwrotne dla określonych częstotliwości zależnych od rezystancji potencjometru



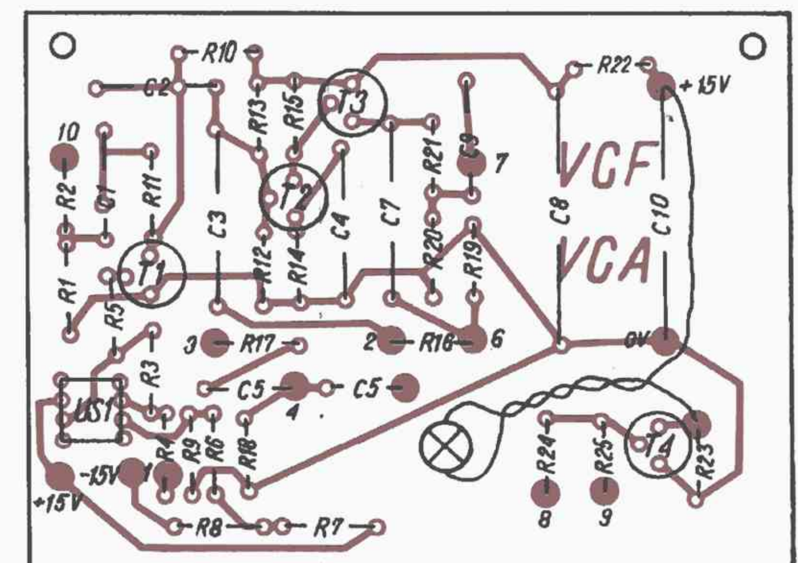
Rys. 6. Schemat modułu ADSR – układu kształtowania obwiedni dźwięku



Rys. 7. Płytka montażowa modułu ADSR



Rys. 8. Schemat modułu VCA i VCF (wzmacniacza i filtra pasmowo-przepustowego)



Rys. 9. Płytka montażowa modułu VCA i VCF

P1 i fotorezystora R18. Układ uwypukla uprzywilejowane pasmo częstotliwości o około 16 dB, w przedziale częstotliwości 200.3000 Hz. Fotorezystor jest oświetlony żarówką Ż1 zasilaną przez tranzystor T4 sterowany napięciem z pedału lub innych źródeł napięcia sterującego.

Regulacja układów polega na ustaleniu wartości rezystorów R1 i R2 tak, aby maksymalny sygnał wejściowy przy „zatkanym" tranzystorze T1 nie przesterowywał układu filtra.

Następną czynnością jest ustalenie wartości rezystorów R7 i R8 tak, aby napięcie na wyjściu układu scalonego US1 (nie wysterowanego napięciem w 1) otwarło całkowicie tranzystor T1.

Ostatnią czynnością jest dobranie takiej wartości rezystora R23, aby żarówka przy nie wysterowanym tranzystorze T4 znajdowała się na granicy żarzenia się.

Oba opisane układy zajmują połowę typowej płytki montażowej (rys. 9).

(Cd. w następnym nrze)

Cyfrowa synteza częstotliwości w radiotelefonie UKF-FM

mgr inż. ANDRZEJ ŁOBZOWSKI-SP5DF

Opis dotyczy modelu wykonanego na zlecenie redakcji i praktycznie wypróbowanego przez konstruktora.

Cyfrowa synteza częstotliwości jest coraz częściej stosowana w różnego typu urządzeniach radiokomunikacyjnych. Jej zasadniczą zaletą jest możliwość precyzyjnego i szybkiego wyboru częstotliwości pracy urządzenia, duża stałość częstotliwości (równa stałości zastosowanego wzorca) oraz eliminacja skomplikowanych i precyzyjnych elementów mechanicznych służących do przestrajania. Do podstawowej natomiast wady cyfrowej syntezy częstotliwości należy zaliczyć złożoność układu elektrycznego urządzenia.

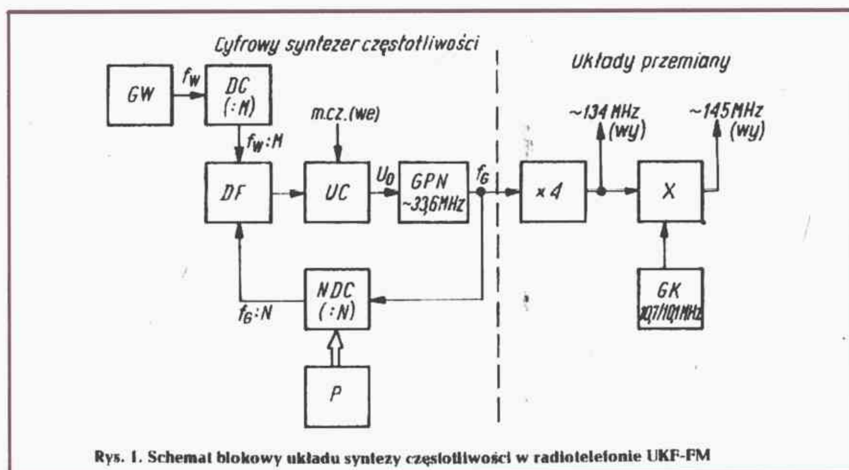
Cyfrowe syntezery są szczególnie przydatne w wielokanałowych urządzeniach radiokomunikacyjnych, charakteryzujących się stałym odstępem częstotliwości kanałowych, ponieważ eliminują z tych urządzeń znaczną liczbę rezonatorów kwarcowych przy stosunkowo prostym układzie elektronicznym. Przykładem takiego zastosowania są radiotelefony pracujące w zakresie UKF z modulacją FM.

Układ cyfrowej syntezy częstotliwości działa na zasadzie tzw. pętli fazowej regulacji częstotliwości, w skrócie PLL (ang.: Phase Locked Loop) lub FRC (Fazowa Regulacja Częstotliwości).

Schemat blokowy układu cyfrowej syntezy przedstawiono na rys. 1.

Sygnał F_G wychodzący z syntezera jest wytwarzany w generatorze przestrajanym napięciem GPN. Sygnał ten jest doprowadzony do programowanego przełącznikiem P cyfrowego nastawnego dzielnika częstotliwości NDC dokonującego podziału przez liczbę naturalną N. W wyniku podziału (f_G : N) sygnał dochodzi do jednego z dwóch wejść detektora fazy DF. Do drugiego wejścia detektora DF jest doprowadzony przebieg o częstotliwości wynikającej z podziału dzielnikiem DC częstotliwości oscylacji f_W wzorcowego generatora kwarcowego GW przez stałą liczbę naturalną M. Detektor DF dokonuje porównania fazy tych dwóch przebiegów, dając na swym wyjściu odpowiedź w postaci ciągu określonych impulsów. Z impulsów tych w układzie całkującym UC jest wydzielana składowa stała napięcia U_O wykorzystywana do takiego dostrojenia generatora GPN, aby różnicę częstotliwości i fazy między przebiegami sprowadzić do zera:

$$f_W : M = f_G : N, \text{ czyli } f_G = f_W \cdot \frac{N}{M}.$$



Rys. 1. Schemat blokowy układu syntezy częstotliwości w radiotelefonie UKF-FM

Zmieniając liczbę N stopnia podziału dzielnika NDC można uzyskać zmianę częstotliwości wyjściowej syntezera, przy czym najmniejsza zmiana (skok) tej częstotliwości jest równa f_W : M. Opisany układ PLL jest równoważny powielaczowi o krotności powielania N i częstotliwości wejściowej f_W : M.

W omawianym rozwiązaniu generator GPN pracuje na częstotliwości około 33,6 MHz wynikającej z granicznej częstotliwości pracy krajowych cyfrowych układów scalonych. Po powieleniu częstotliwości F_G w dwustopniowym powielaczu rezonansowym „x 4" otrzymuje się sygnał heterodyny do odbiornika pracującego w pasmie 144 MHz z częstotliwością pośrednią 10,7 MHz. Sygnał do sterowania nadajnika uzyskuje się po zmieszaniu w stopniu przemiany „X" częstotliwości heterodyny z częstotliwością dodatkowego generatora kwarcowego GK równą 10,7 MHz. Stosując w tym miejscu generator GK o częstotliwości 10,1 MHz uzyskuje się możliwość współpracy radiotelefonu z przekaźnikami FM charakteryzującymi się stałą różnicą między częstotliwością odbioru i nadawania równą 600 kHz (patrz „Re" nr 4/80, str. 102...105).

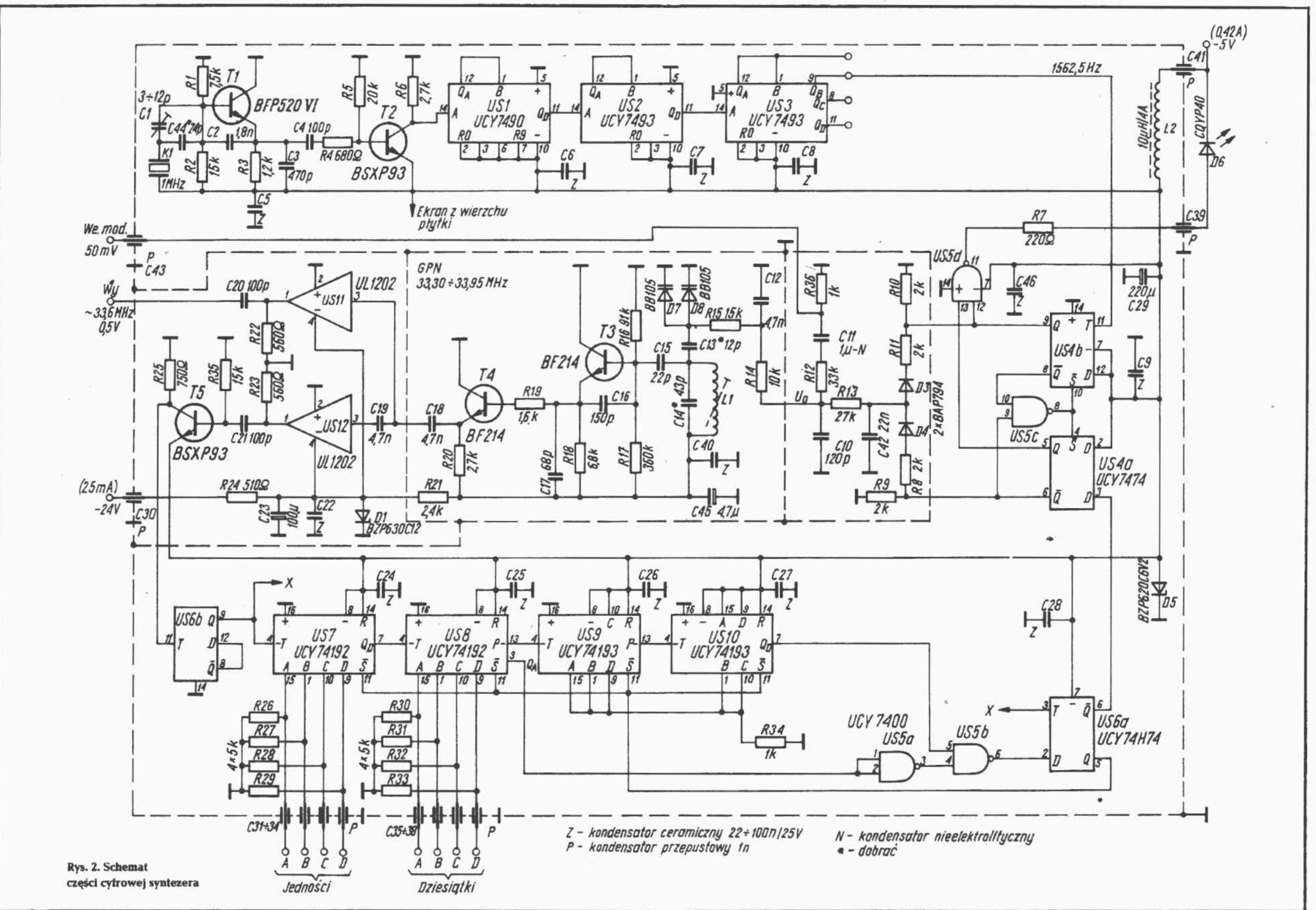
UKŁAD ELEKTRYCZNY

Na rysunku 2 przedstawiono schemat ideowy części cyfrowej syntezera przystosowanego do współpracy z radiotelefonem UKF-FM dowolnego typu. Układ ten zaprojektowano z uwzględnieniem możliwości jego zrealizowania z dostępnych elementów produkcji krajowej. Syntezer umożliwia pracę w pasmie 144,6125...145,850 MHz na 100 kanałach z odstępem międzykanałowym 12,5 kHz. Pokrywa to z zapasem potrzeby wynikające z aktualnego „band-planu", który do łączności FM w pasmie 2 m zaleca zakres 145,000...145,825 MHz, a w tym do łączności simpleksowych zakres od 145,250 do 145,575 MHz.

Wzorzec częstotliwości f_W syntezera stanowi generator kwarcowy 1 MHz z tranzystorem T1. Zastosowano tu układ znacznie stabilniejszy od generatorów kwarcowych budowanych przy użyciu bramek cyfrowych. Należy zastosować możliwie stabilny egzemplarz kwarcu K1 (w obudowie HC6/U) pamiętając, że zmiana jego częstotliwości pracy tylko o 1 Hz spowoduje odstrojenie radiotelefonu o około 134 Hz.

Przebieg z generatora jest wzmacniany tranzystorem T2 do wartości wymaganej do wysterowania szeregowo połączonych dzielników US1, US2 i US3 dokonujących podziału przez 640, z wyjścia których częstotliwość 1562, Hz jest doprowadzona do jednego z wejść detektora fazy. Dzielnik US3 układu scalonego UCY7493 dokonuje podziału tylko przez 4 w wyniku pobierania sygnału z jego wyjścia Q_B. Pozostałe wyjścia układu scalonego US3 umożliwiają stosowanie kwarcu K1 o innej częstotliwości rezonansowej, a mianowicie: wyjście Q_A – kwarcu 500 kHz, Q_C – 2 MHz, Q_D – 4 MHz, bez konieczności zmieniania płytki drukowanej syntezera.

Detektor fazy działa w oparciu o dwa przerzutniki typu D zawarte w układzie scalonym US4, bramkę US5c i układ diodowo-oporowy D3, D4, R8...R11. Synchronizacja pętli zachodzi w przypadku, gdy



Rys. 2. Schemat części cyfrowej syntezera

do obu wejść detektora (wejścia zegarowe T przerzutników) przychodzą jednocześnie narastające zbocza dwóch przebiegów: wzorcowego i synchronizowanego. Diody D3 i D4 są wówczas praktycznie przez cały czas w stanie zaporowym, a układ całkujący utrzymuje stałą wartość napięcia przestrajającego U_O. Przy braku synchronizacji, spowodowanej różnicą częstotliwości lub faz, zbocza jednego z przebiegów wejściowych wyprzedzają zbocza drugiego przebiegu co powoduje, że przez jedną z diod D3 lub D4 płyną impulsy prądu o czasie trwania proporcjonalnym do chwilowej różnicy faz tych przebiegów. Impulsy te wywołują zmianę napięcia U_O i częstotliwości generatora GPN aż do zasynchronizowania pętli.

Bramka US5d wykrywa stan synchronizacji układu PLL wygaszając w tym momencie diodę elektroluminescencyjną D6. W przypadku braku synchronizacji dioda D6 świeci.

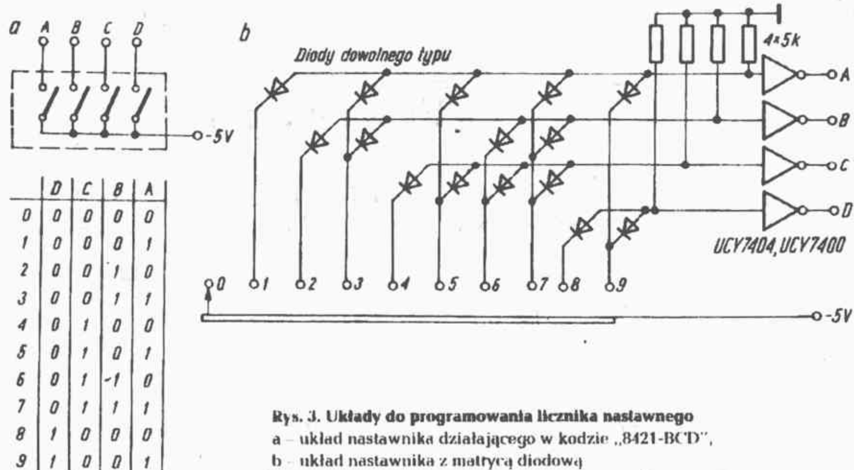
Układ całkujący stanowią kondensatory C42, C10, C11 i C12 oraz połączone z nimi rezystory R12, R13, R14 i R15. W układzie tym dodaje się do napięcia regulacyjnego U_O sygnał modulujący m.cz. Dla uzyskania dewiacji nadajnika rzędu 5 kHz amplituda sygnału m.cz. na wejściu syntezera powinna wynosić około 50...100 mV. Zmiana czułości wejścia modulującego w funkcji częstotliwości pracy przestrajanego diodami generatora GPN wynosi nie więcej niż ±3 dB.

W generatorze GPN obwód rezonansowy tranzystora T3 jest przestrajany pod wpływem napięcia doprowadzonego do równolegle połączonych diod pojemnościowych D7 i D8. Zastosowano równolegle połączone dwie diody w celu uzyskania zakresu przestrajania od 33,30 MHz do 33,95 MHz przy zmianie napięcia U_0 w granicach od 0 V do –5 V. Sygnał z oscylatora przez wtórnik tranzystora T4 dochodzi do równolegle połączonych wejść układów scalonych US11 i US12. Wykorzystano tu scalone wzmacniacze UL1202 charakteryzujące się bardzo dobrymi własnościami separującymi, dające w omawianym układzie wzmocnienie rzędu kilku V/V. Z wyjścia układu scalonego US11 sygnał jest wyprowadzany na zewnątrz części cyfrowej syntezera.

Przebieg z wyjścia układu scalonego US12 jest wzmacniany do poziomów wymaganych przez układy cyfrowe TTL przez tranzystor T5, po czym dochodzi do układu scalonego US6b ($^1/_2$ UCY74H74) połączonego w układ „dzielnika przez dwa".

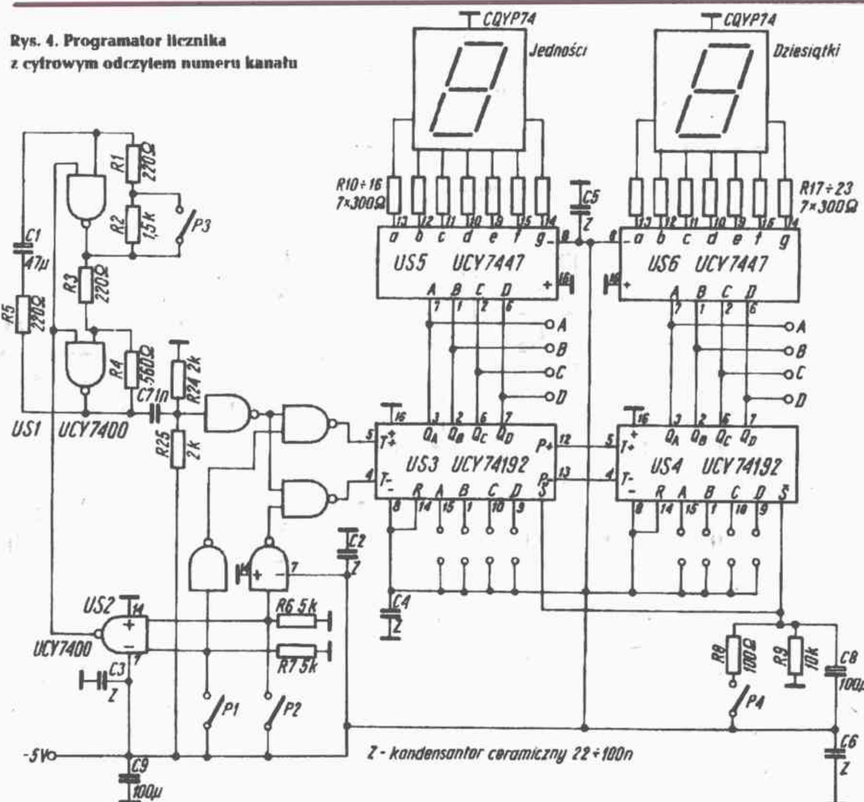
Scalone synchroniczne liczniki rewersyjne: dziesiętne US7, US8 (UCY74192) i binarne US9, US10 (UCY74193) składają się na nastawny dzielnik częstotliwości o zmiennym zakresie podziału od 10713 do 10812. Wybór stopnia podziału uzależniony jest od przyjętej dwucyfrowej liczby dziesiętnej od „00" do „99" wyrażonej w kodzie „8421-BCD" i doprowadzonej do wejść programujących dekad US7 (jedności) i US8 (dziesiątki). Wejścia programujące liczników binarnych US9 i US10 są na stałe ustawione w stany odpowiadające liczbie dziesiętnej 107 (w zapisie binarnym 01101011). Ciąg liczników US7...US10 zlicza impulsy wstecz od zaprogramowanej liczby do wartości –13, po czym następuje jego ponowne zaprogramowanie. Dodatkowe zwiększenie stopnia podziału o 13 w stosunku do zaprogramowanej liczby osiągnięto dzięki odpowiedniemu układowi sprzężenia zwrotnego licznika złożonego z bramek US5a, US5b i przerzutnika US6a. Wydłużenie toru podziału miało na celu umożliwienie pokrycia najbardziej interesującego w danym przypadku zakresu pasma 2 m.

Programowanie licznika można najłatwiej przeprowadzić za pomocą identycznie wykonanych dwóch nastawników działających w kodzie „8421–BCD"; na rys. 3a przedstawiono schemat takiego

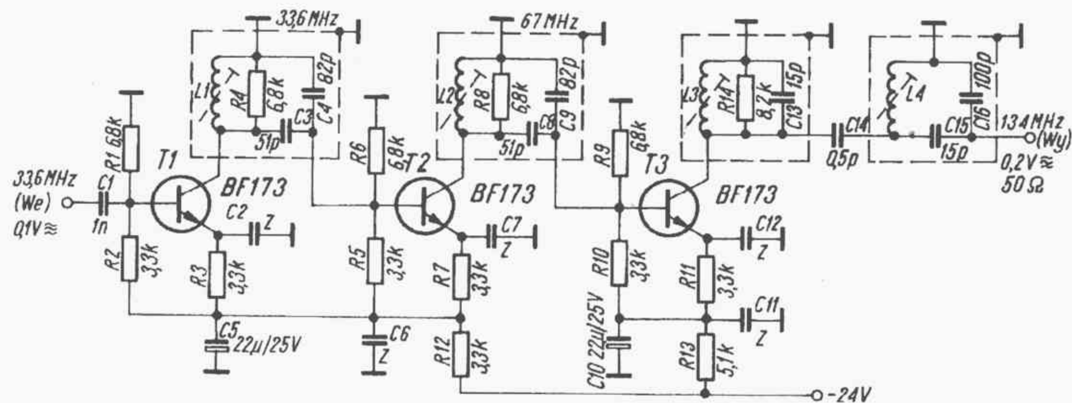


	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Rys. 3. Układy do programowania licznika nastawnego
a – układ nastawnika działającego w kodzie „8421-BCD",
b – układ nastawnika z matrycą diodową



Rys. 4. Programator licznika z cyfrowym odczytem numeru kanału



Rys. 5. Schemat powielacza „× 4”

Z – kondensator ceramiczny 4,7÷22nF

nastawnika. Do programowania można także wykorzystać dwa identyczne układy matryc diodowych przełączanych dziesięciopozycyjnymi przełącznikami, jak to przedstawiono na rys. 3b.

Można także wykonać specjalny układ programatora (rys. 4) umożliwiający przestrajanie urządzenia za pomocą dwóch przycisków: „w górę” (P1) i „w dół” (P2).

Przełącznik P3 służy do zmiany prędkości przestrajania. Wejścia programujące A, B, C i D liczników US3 i US4 należy na stałe ustawić na potencjałach odpowiadających najczęściej używanemu kanałowi. Po włączeniu zasilania lub po zwarciu przycisku P4 radiotelefon dostroi się do tego kanału, co potwierdzają wskaźniki cyfrowe CQYP74.

Sygnał w.cz. z syntezera jest w układzie przedstawionym na rys. 5 wzmacniany (tranzystor T1), a następnie dwukrotnie powielany „przez dwa” (tranzystory T2 i T3). Sygnał wyjściowy o częstotliwości około 134 MHz jest równolegle doprowadzony do układów przemiany: odbiornika i nadajnika.

Na rysunku 6 przedstawiono schemat ideowy układu przemiany nadajnika.

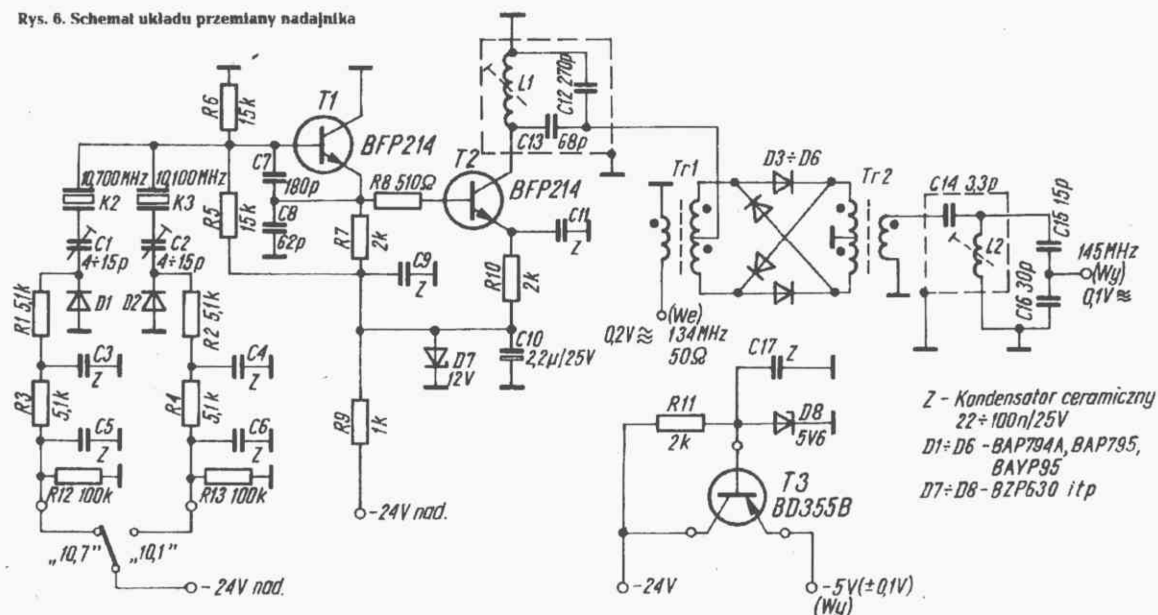
Generator wykonany z tranzystorem T1 wykorzystuje jeden z dwóch rezonatorów kwarcowych K2 (10,7 MHz) lub K3 (10,1 MHz) przełączanych diodami D1 i D2. Sygnał z generatora po wzmocnieniu (tranzystor T2) jest doprowadzony do podwójnie zrównoważonego diodowego modulatora kołowego, gdzie po zmieszaniu z częstotliwością heterodyny i odfiltrowaniu uzyskuje się sygnał do sterowania nadajnika o częstotliwości około 145 MHz. Odczep na kondensatorach C15 i C16 obwodu rezonansowego jest dostosowany do bezpośredniego sterowania bazy tranzystora wzmacniacza selektywnego 145 MHz. Wzmacniacz ten, w celu odpowiedniego odfiltrowania niepożądanych produktów przemiany, powinien zawierać minimum trzy stopnie wzmocnienia (napięciowe) rozdzielone dwuobwodowymi filtrami pasmowymi.

Tranzystor T3 (rys. 6) wraz z elementami towarzyszącymi stanowi prosty zasilacz stabilizowany układów TTL. Jeżeli w zasilaczu konstruowanego lub adaptowanego radiotelefonu jest dostępne napięcie niższe niż –24 V, to należy dołączyć do niego stabilizator –5 V dla zmniejszenia strat mocy w tranzystorze T3. Dioda Zenera D5 (rys. 2) zabezpiecza układy scalone przed przepięciami mogącymi wystąpić, np. w razie uszkodzenia zasilacza –5 V.

Wszystkie przedstawione powyżej układy są zasilane napięciami ujemnymi względem masy tak, aby ułatwić ich ewentualną współpracę z fabrycznymi radiotelefonami UKF-FM.

(Cd. na str. 63)

Rys. 6. Schemat układu przemiany nadajnika



Magnetofon szpulowy Hi-Fi Aria M2407S

M2407S „Aria" jest czterościeżkowym, stereofonicznym magnetofonem klasy Hi-Fi umożliwiającym monofoniczny i stereofoniczny zapis oraz odtwarzanie przy dwóch prędkościach przesuwu taśmy: 19,05 cm/s i 9,53 cm/s. Jest on produkowany w ZR im. M. Kasprzaka.

Mechanizm magnetofonu jest podobny do mechanizmów poprzednio produkowanych magnetofonów rodziny M2000 (M2405S, M2403SD). W modelu M2407S wprowadzono dodatkowo układ mechanicznego sprzężenia zwrotnego oraz nowe elementy układu hamulcowego, co zapewniło mniejszą nierównomierność przesuwu taśmy.

W magnetofonach M2407S zastosowano wiele nowoczesnych podzespołów, jak np. miniaturowe, wielopozycyjne przełączniki i monolityczne wzmacniacze operacyjne. Obudowa jest wykonywana metodą wtrysku ze spienionego tworzywa.

W stosunku do znanych na rynku modeli z rodziny 2000 model M2407S ma rozszerzony program użytkowy, np.: wbudowany wzmacniacz korekcyjny dla gramofonu z wkładką magnetoelektryczną, szeroki zakres możliwości przy wykonywaniu nagrań trikowych, możliwość wykorzystywania wbudowanego wzmacniacza mocy po wyłączeniu funkcji napędowych.

Schemat elektryczny magnetofonu przedstawiono na str. 60.

Dane techniczne (wartości średnie)

Prędkość przesuwu taśmy:	19,05 cm/s, 9,53 cm/s
Odchyłka prędkości przesuwu taśmy:	1,5%
Nierównomierność prędkości przesuwu taśmy:	±0,15%
Pasmo przenoszonych częstotliwości	
(zapis-odczyt): przy V = 19,05 cm/s	40...18 000 Hz
przy V = 9,53 cm/s	40...16 000Hz
Dynamika:	58 dB
Tłumienność przeniku między kanałami stereo:	45 dB
Skuteczność kasowania:	70 dB
Maksymalna średnica szpuli:	180 mm
Wejścia: – gramofon z wkładką	
piezoelektryczną/magnetofon:	0,2...5 V; Z_{we} = 1 MΩ
gramofon z wkładką magnetoelektryczną:	
	3...250 mV, Z_{we} = 50 kΩ
radio:	0,1...10 mV/kΩ;
	Z_{we} = 15 kΩ
mikrofon:	0,3...50 mV; Z_{we} = 3 kΩ
Wyjścia: – radio	0,7 V; Z_{wy} = 100 kΩ
– słuchawki	40 mW; Z_{obc} = 400 Ω
– głośniki zewnętrzne	$Z_{obc \cdot znam} \geq 4$ Ω
Moc wyjściowa wzmacniacza:	2 × 10 W przy h ≤ 1%
Zakres regulacji barwy dźwięku:	±12 dB dla f = 40 Hz
	i f = 16 kHz
Maksymalna moc pobierana z sieci:	120 VA
Zasilanie:	220 V, 50 Hz
Wymiary:	545 × 370 × 180 mm
Masa:	11 kg

Opis działania układów

W pozycji pracy „odczyt" sygnał z głowicy jest doprowadzany przez zestyki 31, 43 przełączników ZOL i ZOP do wejścia wstępnego wzmacniacza odczytu. W tym czasie drugie wyprowadzenie głowicy jest dołączone do masy płytki wzmacniacza korekcyjnego przez zestyki 35 i 45 przełączników ZOL i ZOP. Napięcie indukowane w głowicy jest doprowadzane przez elementy C201, R207 (C202, R208), do bazy tranzystora T201 (T202). Tranzystor T201 (T202) typu BC413B/C pracuje we wstępnym stopniu wzmocnienia, zapewniającym duży odstęp sygnału odczytywanego od szumów własnych układu.

Aby zapewnić stabilny punkt pracy tranzystora tak ze względu na zmiany I_C jak i U_{BE} zastosowano dwa sprzężenia zwrotne, tj.: równoległe na rezystorach dzielnika bazy oraz szeregowo-równoległe na rezystorze emiterowym R213 (R214).

Sprzężenie równoległe jest zneutralizowane dla sygnałów zmiennych kondensatorem C205 (C206), aby nie powodowało nadmiernego zmniejszenia wzmocnienia. O wzmocnieniu tego stopnia decyduje więc jedynie obciążenie i rezystor emiterowy, który dodatkowo powoduje linearyzację charakterystyki dla całego pasma akustycznego. Jedynym elementem korekcji charakterystyki odczytu w tym stopniu jest kondensator C207 (C208), który ma za zadanie wymusić na głowicy pracę w pobliżu częstotliwości rezonansowej dla większych częstotliwości pasma akustycznego. Jednocześnie, aby to podbicie dla większych częstotliwości nie było zbyt duże, obwód rezonansowy ma zmniejszoną dobroć przez dołączenie do niego rezystora emiterowego. Jest to bardzo istotne ze względu na utrzymanie płaskiej charakterystyki odczytu dla obu prędkości przesuwu taśmy, aż do krańcowych częstotliwości pasma.

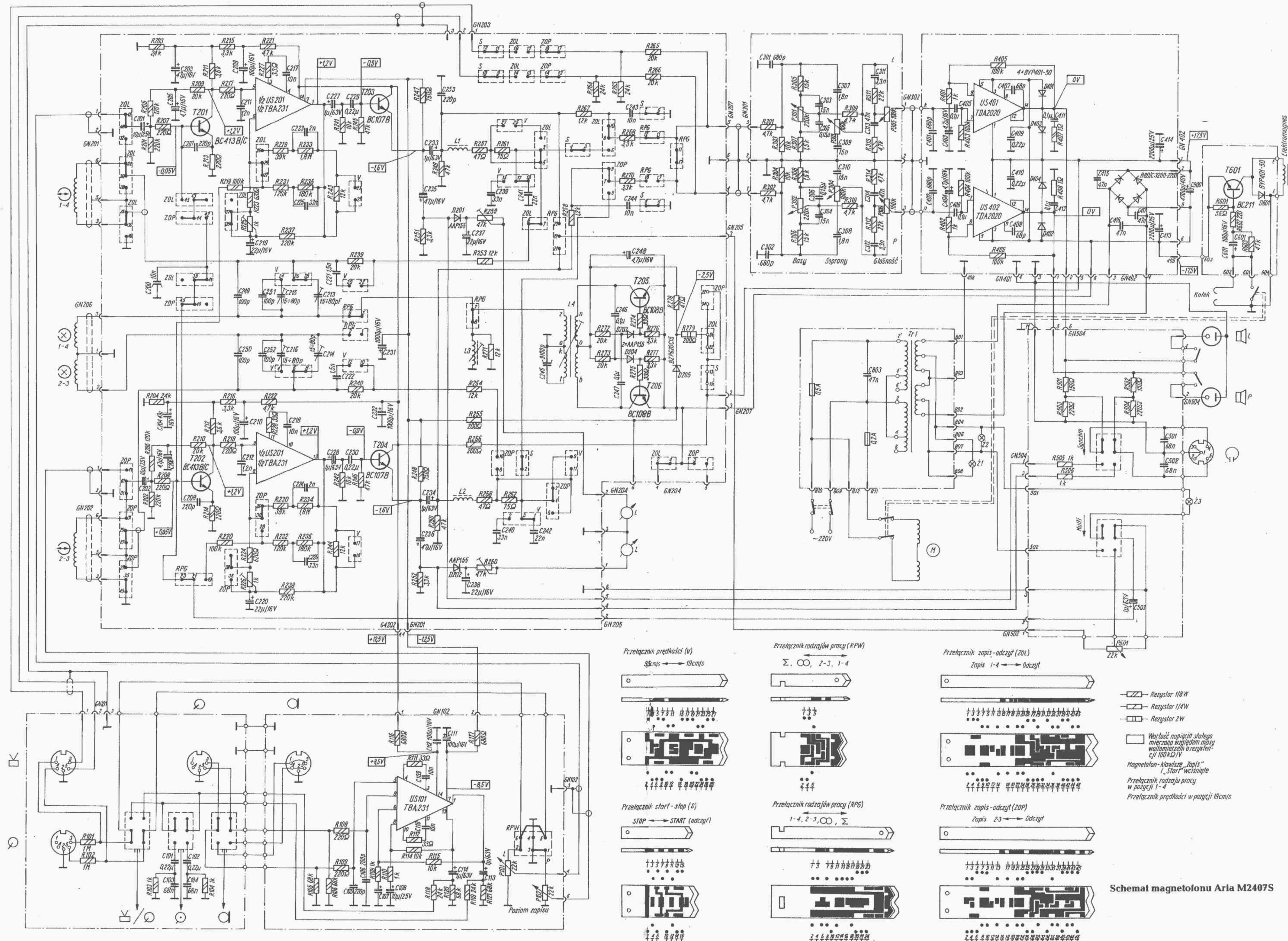
Sygnał ze wzmacniacza wstępnego steruje wejście monolitycznego wzmacniacza operacyjnego – ½ TBA231 (½ US201). Jest to blok korekcji odczytu i zapisu. W pozycji pracy „odczyt" zapewnia on dopasowanie charakterystyki odczytywanego sygnału i wzmacniacza odczytu takie, by wynikiem była maksymalnie płaska charakterystyka. Korekcja charakterystyki jest przełączana w zależności od prędkości przesuwu taśmy.

Sygnał zwrotny z wyjścia wzmacniacza operacyjnego jest doprowadzany do wejścia odwracającego przez elementy R243, R233, R229, C223 (R244, R234, R230, C224) oraz R223, R225 (R224, R226). Równoległy dwójnik RC złożony z kondensatora C223 i rezystora R233 zapewnia korekcję podstawową dla obu prędkości przesuwu taśmy, natomiast szeregowe połączenie elementów R229 + R243 i C223 zapewnia uzyskiwanie drugiej stałej czasu (analogicznie w drugim kanale). Potencjometr R225 (R226) wraz z szeregowym rezystorem R223 (R224) zapewniają ustalenie żądanego wzmocnienia układu dla częstotliwości odniesienia, tj. 315 Hz przy prędkości 9,53 cm/s oraz 1 kHz przy prędkości 19 cm/s, bez naruszania przebiegu charakterystyki odczytu. Elementy R227 i C217 (R228 i C218) stanowią obwód kompensacyjny wzmacniacza operacyjnego.

Na wyjściu wzmacniacza operacyjnego jest uzyskiwany sygnał około 1,5 V_{sk} dla częstotliwości odniesienia. Sygnał ten jest doprowadzany do wyjścia „radio" oraz steruje wbudowany wzmacniacz mocy.

Aby odseparować wyjście wzmacniacza operacyjnego od wejścia obwodu regulacji barwy dźwięku oraz uzyskać dobrą separację dla zapisu od głowicy zapisującej, sygnał jest doprowadzony do wejścia wtórnika emiterowego, pracującego z tranzystorem T203 (T204). Podstawowy wzmacniacz korekcyjny, zrealizowany ze wzmacniaczem operacyjnym TBA231, jest zasilany symetrycznie, co zapewnia dobrą eliminację zakłóceń wchodzących na wejście układu poprzez zasilanie.

Z emitera tranzystora T203 (T204) sygnał jest doprowadzany przez elementy L11, R257, R269 (L21, R258, R270) do gniazda wejściowego „radio" przez zestyki 11–12 (10–9) przełącznika S i zestyki 17–18 (13–18) przełączników ZOL i ZOP. Dzięki temu, że przełączniki ZOL i ZOP są w oddzielnych kanałach, jest możliwy odsłuch za pomocą zewnętrznego wzmacniacza



Schemat magnetofonu Aria M2407S

w chwili, gdy w drugim kanale jest włączona funkcja „zapis". Daje to możliwość wykonywania montażu nagrań monofonicznych na dwóch oddzielnych śladach, bez konieczności wykasowywania i wyłączania zapisu. Jest to szczególnie przydatne przy wykorzystywaniu magnetofonu w celach dydaktycznych.
Sygnał z emitera tranzystora T203 jest doprowadzany także do gniazda słuchawkowego oraz przez detektor szczytowy pracujący z diodą D201 i kondensatorem C237 (D202, C238) do wskaźników poziomu. Należy dodać, że wyjście słuchawkowe może być sterowane bądź bezpośrednio ze wzmacniacza odczytu, co daje również podsłuch przy przewijaniu, bądź też z wyjścia wzmacniacza mocy.
Wzmocniony i skorygowany pod względem charakterystyki częstotliwościowej sygnał jest następnie doprowadzany przez złącze GN207, GN301 do wejścia korektora barwy dźwięku i układu regulacji wzmocnienia. Korektor barwy dźwięku zrealizowano w postaci biernego układu o charakterystyce częstotliwościowej zmienianej w zakresie małych częstotliwości potencjometrem P301 (P302) i wielkich częstotliwości potencjometrem P303 (P304).
Sygnał z korektora barwy dźwięku jest doprowadzany do potencjometru wzmocnienia P305 (P306). Potencjometr ten dzięki odczepowi i elementom C311, R311 oraz C313, R313 (C312, R312, C314, R314) daje oprócz zmiany poziomu również fizjologiczną korekcję polegającą na zmianie charakterystyki częstotliwościowej w funkcji poziomu sygnału (głośności). Jest to rozwiązanie podnoszące komfort obsługi i umożliwiające prawidłowy odsłuch przy małych i dużych poziomach głośności bez potrzeby dokonywania dodatkowej regulacji charakterystyki częstotliwościowej. Sygnał z korektora barwy i wzmocnienia przez gniazdo GN302 steruje wejściem wzmacniacza mocy zrealizowanego w oparciu o monolityczne wzmacniacze mocy typu TDA2020. Wzmacniacz TDA2020 zapewnia uzyskanie mocy muzycznej rzędu 15 VA z jednego kanału oraz mocy znamionowej 10 VA przy zniekształceniach mniejszych niż 1%.

Dioda D401 (D404) zabezpiecza układ przed zniszczeniem w razie gwałtownych przepięć, czyli przed przebiciem złącz tranzystorów wyjściowych. Układ jest ponadto wewnętrznie zabezpieczony przed przegrzaniem i zwarciem wyjścia. Kondensator C407 (C408) stanowi element zewnętrznej kompensacji częstotliwościowej układu, natomiast elementy C411, R407 (C412, R408) zapewniają silne tłumienie dla częstotliwości wysokich. Zapewnia to skuteczne zabezpieczenie przed krótkotrwałymi wzbudzeniami w.cz. w chwili włączenia zasilania wzmacniacza obciążonego rzeczywistym zestawem głośnikowym.

Wyjście wzmacniacza mocy jest połączone z gniazdami głośnikowymi oraz przez dzielnik rezystorowy R501, R503 (R502, R504) z gniazdem słuchawkowym. Dzielnik ten zabezpiecza słuchawki średnio- i niskoimpedancyjne przed zniszczeniem w razie wysterowania ich maksymalnym sygnałem wyjściowym.

Podczas zapisywania sygnał ze źródła jest doprowadzany przez jedno z czterech wejść (mikrofon, magnetofon lub radio, gramofon z wkładką piezoelektryczną, gramofon z wkładką magnetoelektryczną) do wejścia bloku wejściowego. Blok wejściowy zawiera podwójny wzmacniacz scalony, który spełnia funkcję wstępnego wzmacniacza zapisu dla źródeł o małym poziomie (mikrofon, gramofon z wkładką magnetoelektryczną). Sygnał jest doprowadzany do wejścia nieodwracającego 5 (9) wzmacniacza TBA231, a następnie po wzmocnieniu o około 20 dB do zestyków zespołu przełącznika sygnałów, skąd przez zestyki przełącznika RPW jest doprowadzany do potencjometru regulacji poziomu zapisu. W przypadku, gdy źródłem sygnału jest gramofon z wkładką magnetoelektryczną, charakterystyka wzmacniacza wstępnego jest korygowana za pomocą elementów C101, R103, C103 (C102, R104, C104).
Rezystory R107, R105 (R108, R106) mają za zadanie zmniejszenie rezystancji wejściowej wzmacniacza oraz łącznie z kondensatorem C105 (C106) wyeliminowanie niepożądanych sygnałów zakłócających w.cz. pochodzenia radioelektrycznego. Dla sygnałów o dużym poziomie, tzn. przychodzących do wejścia „radio", „gramofon piezoelektryczny", wzmacniacz wstępny jest odłączony, a sygnał z gniazda jest doprowadzony bezpośrednio do potencjometru poziomu zapisu.
Wstępnie wzmocniony sygnał przechodzi z suwaka potencjometru poziomu zapisu P101 (P102) do wejścia wzmacniacza zapisu pracującego z tranzystorem T401 i $^1/_2$ układu scalonego US201 (T405 i $^1/_2$ US201).
Elementy korekcyjne zapisu (R235, C225, C231/R236, C226, R232) są umieszczone w pętli sprzężenia zwrotnego. Zapewniają one podstawową korekcję zapisu dla małych i średnich częstotliwości, tzn. do około 12 kHz. Korekcję dla wielkich częstotliwości zapewnia obwód rezonansowy składający się z elementów L1, C239 lub C241 (L2, C240 lub C242). Aby uniknąć zbyt dużego podbicia, obwód rezonansowy jest tłumiony rezystorem R257 (R258). Sygnał zapisu jest doprowadzany następnie do wzmacniacza wyjściowego i wskaźników wysterowania, tak samo jak w odczycie, oraz do głowicy uniwersalnej przez rezystor R253 (R254) i R239 (R240). Przy prędkości 9,53 cm/s, do rezystora R239 (R240) jest dołączony kondensator C221 (C222), co daje dodatkowo podbicie prądu zapisu dla większych częstotliwości pasma.

Generator prądu podkładu i kasowania pracuje z tranzystorami T205 i T206 w układzie symetrycznym, dzięki czemu jest zapewniona bardzo mała zawartość drugiej harmonicznej w generowanym sygnale. Sprzężenie zwrotne, zapewniające miękkie wzbudzenie układu stanowią kondensatory C246 i C247.

Dwójnik złożony z cewki L3 i rezystora R271 ma za zadanie zwiększenie obciążenia generatora przy pracy monofonicznej tak, aby zmiana obciążenia, wynikająca z pracy tylko połowy uzwojenia głowicy, nie wpływała na warunki pracy generatora, co mogłoby prowadzić do zmiany wartości prądu podkładu oraz zmiany częstotliwości pracy generatora. Prąd podkładu jest regulowany trymerami C213 (C214) przy prędkości 19,05 cm/s oraz C215 (C216) przy prędkości 9,53 cm/s.

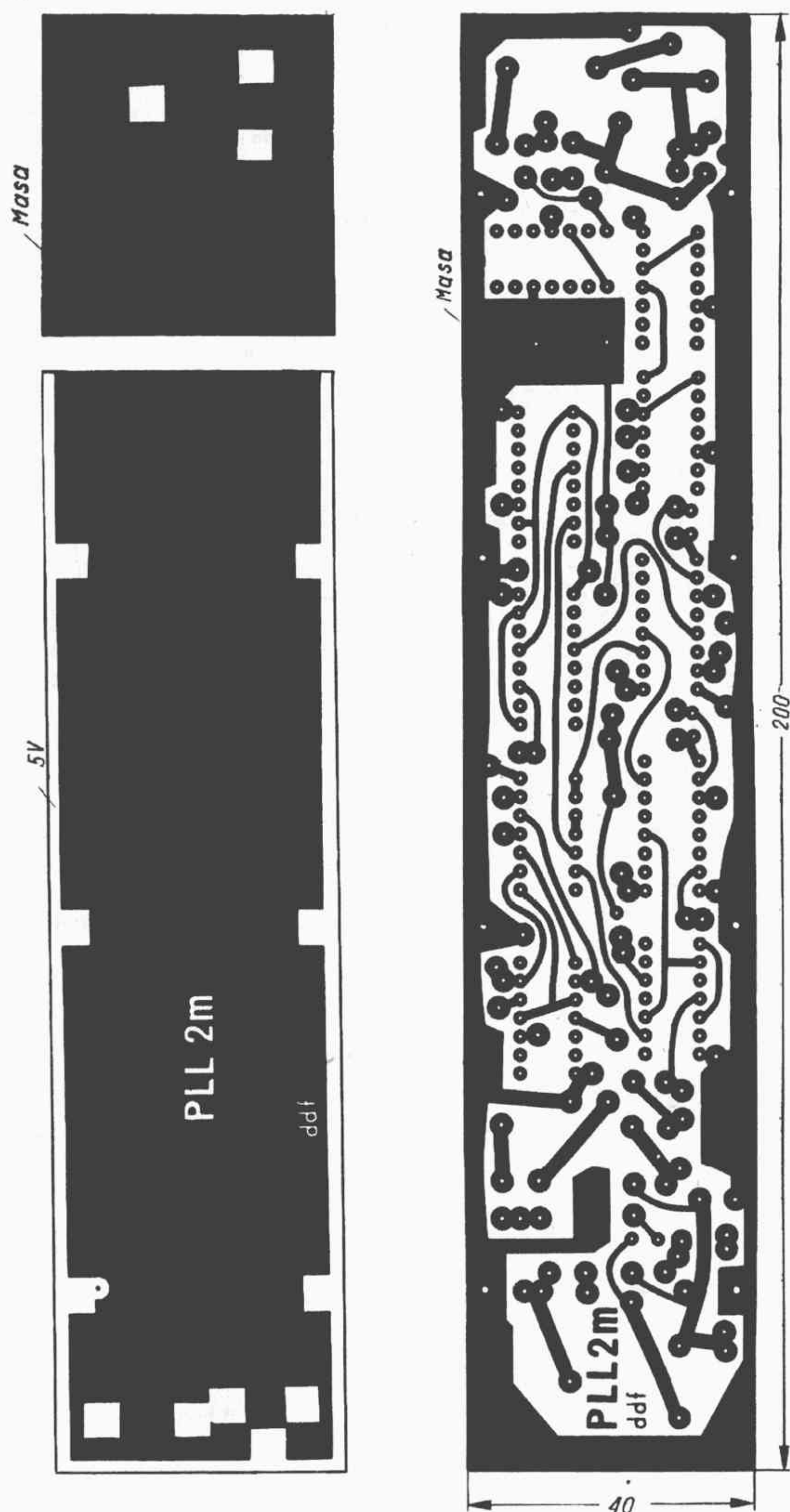
Magnetofon M2407S, podobnie jak jego protoplasta, np. M2405S, umożliwia dokonywanie nagrań synchronicznych oraz przekopiowywanie zapisu z jednego kanału na drugi. Zapis synchroniczny jest możliwy dlatego, że przełączniki „zapis-odczyt" są sterowane niezależnie w obu kanałach. Dzięki temu, jednocześnie z zapisem w kanale lewym (1–4) można dokonywać odsłuchu w kanale prawym (3–2) tak przez słuchawki jak i przez wbudowany wzmacniacz mocy i zewnętrzne zestawy głośnikowe.

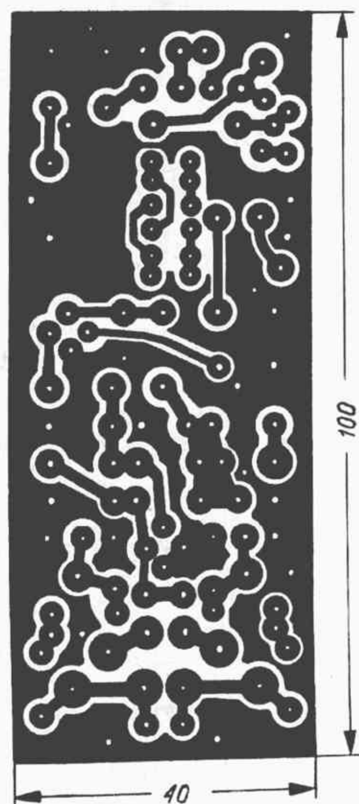
Przekopiowywanie umożliwia układ „multiplay" pracujący następująco: przy włączonym zapisie w kanale np. lewym sygnał odczytywany w kanale prawym jest doprowadzony do zestyków 24–22 (zwarte) i następnie przez zestyki 3-GN205 do potencjometru wysterowania MULTI P501. Z suwaka potencjometru P501 sygnał przechodzi do wejścia odwracającego wzmacniacza korekcyjnego zapisu w kanale lewym i jest w tym kanale zapisywany. Dzięki temu można oprócz kopiowania miksować sygnał przepisywany i doprowadzany z jednego z czterech wejść. Umożliwia to wykonywanie różnych nagrań trikowych z wykorzystaniem playback'u.

Magnetofon M2407S jest wyposażony w układ automatycznego „auto-stopu" działający w razie, gdy metalizowany odcinek taśmy magnetofonowej zewrze zestyki na mostku głowic, przełączenia przełącznika prędkości w położeniu „0" lub zaniku napięcia w sieci zasilającej.
Szeregowo włączone wyłączniki zasilania silnika i wzmacniacza umożliwiają wykorzystywanie magnetofonu jako wzmacniacza po wyłączeniu funkcji napędowych.

G.P. i A.Z.

Cd. ze str. 58



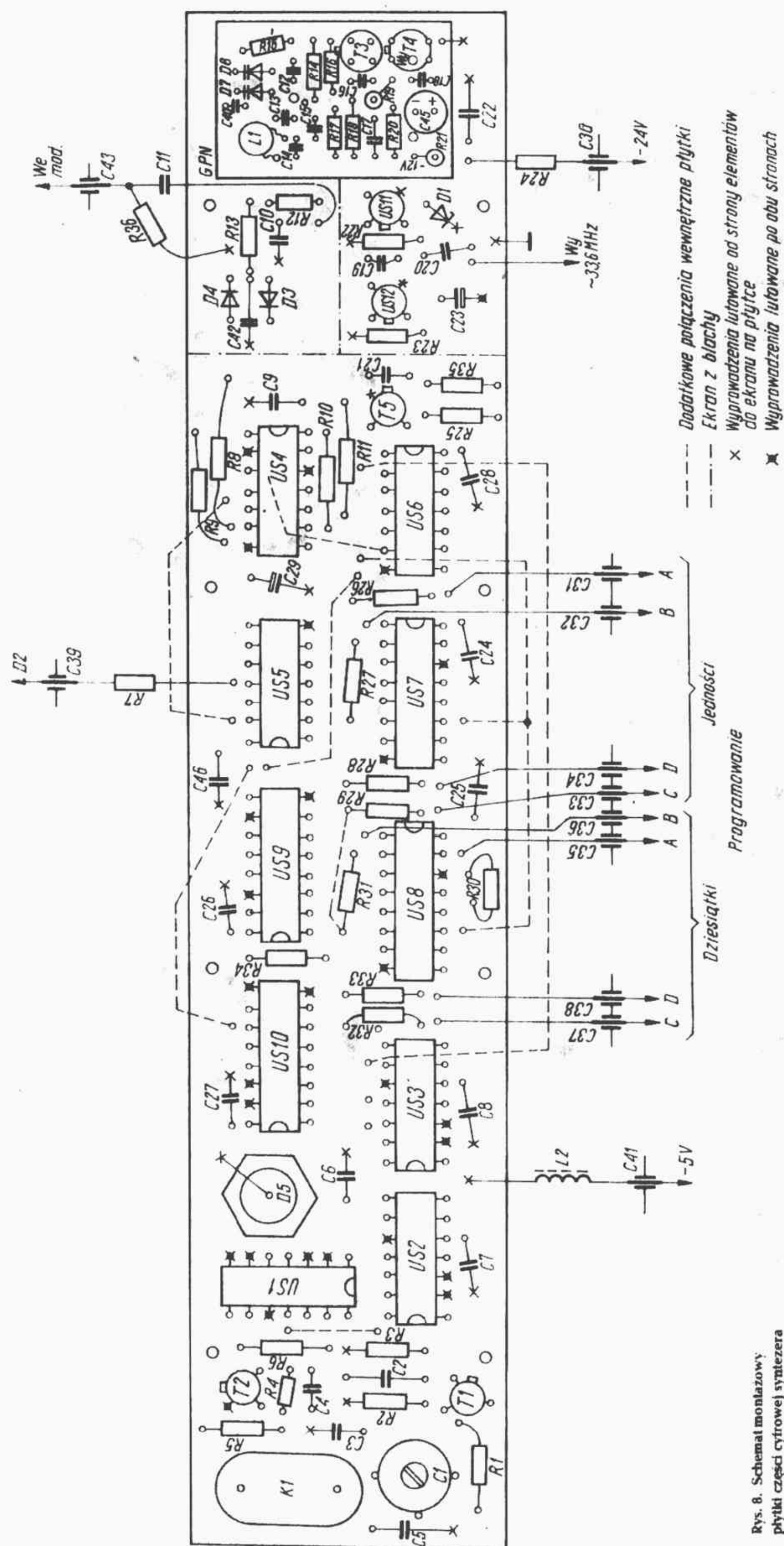




Rys. 7. Płytki montażowe urządzenia
a – części cyfrowej syntezera (widok od strony elementów i druku),
b – układu przemiany (widok od strony druku),
c – generatora GPN (widok od strony druku)

KONSTRUKCJA

Na rysunku 7 przedstawiono obwody drukowane płytek syntezera. Wszystkie płytki są dwustronnie foliowane z tym, że płytka przemiany (rys. 7b) jest po stronie elementów pokryta jednolitą warstwą miedzi tworzącą ekran. Otwory w płytkach po nawierceniu należy fazować od strony elementów z wyjątkiem tych miejsc, w których elementy mają być połączone z ekranem. Należy zwrócić uwagę na fakt, że część ekranu płytki syntezera (rys. 7a) stanowi ścieżkę napięcia –5 V. Rozmieszczenie elementów na płytce części cyfrowej syntezera przedstawiono na rys. 8. Układy scalone przed wlutowaniem powinny być sprawdzone w odpowiednim testerze.



Rys. 8. Schemat montażowy płytki części cyfrowej syntezera

Generator GPN zmontowano z wykorzystaniem obudowy i fragmentu układu elektrycznego generatora kwarcowego typu GKKT-2 produkcji Zakładów „Omig". Zamiast oryginalnego generatora GKKT-2 można wykonać generator GPN wykorzystując płytkę drukowaną przedstawioną na rys. 7c, na której należy rozmieścić elementy w sposób przedstawiony na rysunku 8. Obudowa tego generatora jest zamkniętym pudełkiem z blachy o wymiarach podstawy 20×30 mm i wysokości 18 mm. Przez trzy ceramiczne przepusty w spodzie pudełka są wyprowadzone przewody łączące GPN z układem syntezera. Zapewnienie odpowiednio sztywnej konstrukcji mechanicznej generatora GPN oraz bardzo dobre zaekranowanie przed wpływami elektrycznymi z zewnątrz warunkuje stabilną pracę całego urządzenia. Sztywność konstrukcji generatora można zwiększyć zalewając zmontowany i uruchomiony generator epidianem.

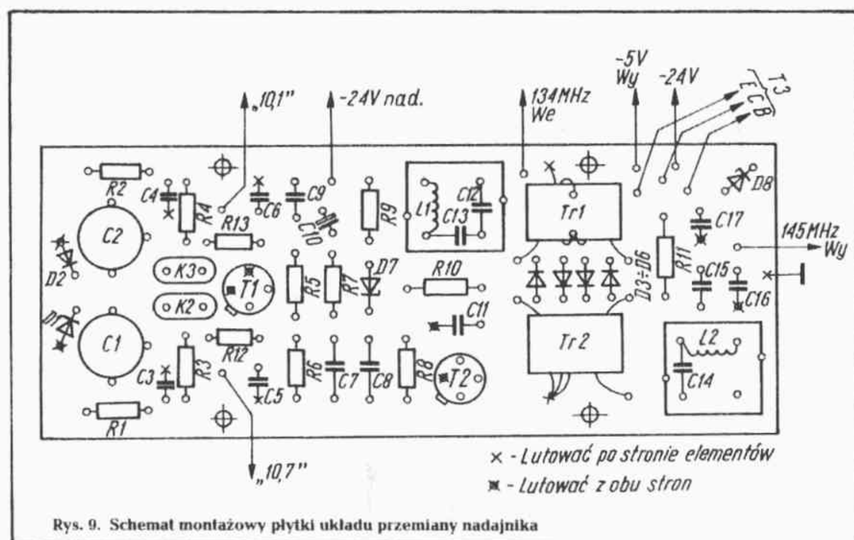
Zmontowaną i wstępnie uruchomioną płytkę części cyfrowej syntezera zamknięto w pudełku z blachy o wymiarach 201×41×26 mm, w ścianki którego wlutowano kondensatory przepustowe C30...C39, C41 i C43 służące do doprowadzenia napięć stałych. Szczelne zaekranowanie części cyfrowej zapobiega przedostawaniu się do odbiornika zakłóceń z szybkich przebiegów prostokątnych oraz zabezpiecza część cyfrową przed wpływem silnego pola nadajnika.

Na rysunku 9 przedstawiono rozmieszczenie elementów na płytce przemiany częstotliwości nadajnika. Transformatory Tr1 i Tr2 są jednakowe. Każdy z nich nawinięto na rdzeniu dwuotworowym z materiału F-201 o wymiarach zewnętrznych 14×8×8 mm. Uzwojenie stanowią trzy zwoje cienkiego kabla trzyżyłowego nawinięte wokół środkowej kolumny rdzenia. Dwie połączone ze sobą żyły stanowią uzwojenie od strony diod D3...D6. Jako powielacz „x 4" należy wykorzystać odpowiednio przystosowany powielacz odbiornika lub powielacz nadajnika adaptowanego radiotelefonu. Wartości elementów podane na rys. 4 nie są krytyczne.

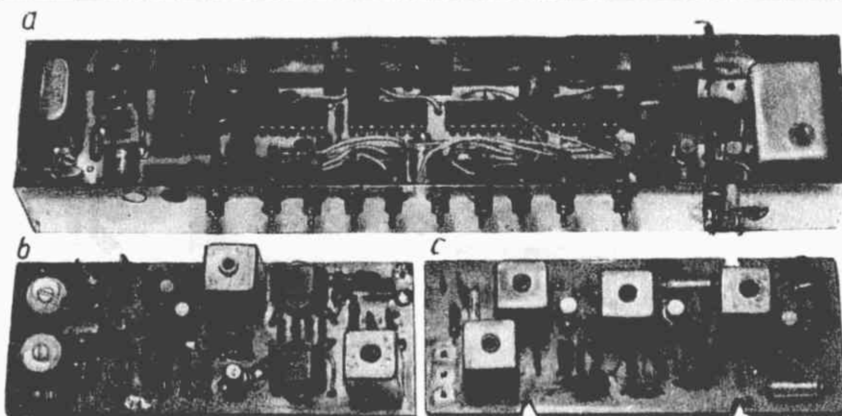
Dane techniczne cewek całego urządzenia są zestawione w tablicy.

Tranzystor T3 (rys. 6) dla zapewnienia odpowiedniego chłodzenia jest umocowany na podkładce mikowej bezpośrednio do obudowy urządzenia. Połączenia między płytkami służące do przesyłania sygnałów w.cz. wykonano kablem współosiowym.

Na rysunku 10 przedstawiono widok zmontowanych płytek: układu pętli fazowej (a), mieszacza (b) oraz powielacza „× 4" adoptowanego z radiotelefonu 3001 RADMOR (c).



Rys. 9. Schemat montażowy płytki układu przemiany nadajnika



Rys. 10. Wygląd zmontowanych płytek
a – części cyfrowej syntezera, b – układu przemiany, c – powielacza „x 4" adoptowanego z radiotelefonu Radmor-3001

Dane techniczne cewek

Nr rys	Cewka	Zwoje	Przewod (mm)	Średnica korpusu (mm)	Długość cewki (mm)	Rdzeń dostrojczy		
						Materiał	Średnica (mm)	Długość (mm)
2	L1	9	DNE-0,4	4,2	4	U-31	3,2	3
	L2	27	DNE-0,7	–	17	F-201	4	20
4	L1	9	DNE-0,4	4,2	4	U-31	3,2	8
	L2	6	DNE-0,7	4,2	4	U-31	3,2	8
	L3, L4	3	DNE-0,7	4,2	3	U-31	3,2	8
5	L1	22	DNEJ-0,25	4,2	7,3	U-31	3,2	8
	L2	4	DNE-0,9	4,2	5	U-31	3,2	8
	Tr1 Tr2	3 × 3	3 × 0,4 w igelicie	–	–	F-201	14 × 8	8

URUCHOMIENIE

Podczas uruchamiania generatora GPN należy ustalić odpowiedni zakres przestrajania przy zmianie napięcia U_0 od 0 V do -5 V przez regulację rdzenia cewki L1 (rys. 2) oraz w miarę potrzeby doboru elementów C13 i C14. Zakres ten powinien być około 100...200 kHz szerszy z obu stron od zakresu przestrajania GPN 33 478...33 787 kHz wykorzystywanego podczas pracy syntezera.

Przed uruchomieniem układu cyfrowego należy sprawdzić, czy napięcie zasilające układy TTL zawiera się w przedziale -5 ± 0,1 V. Regulację tego napięcia można przeprowadzić dobierając odpowiedni egzemplarz diody D8 (rys. 6).

Regulując trymer C1 i dobierając kondensator C44 ustala się częstotliwość generatora kwarcowego (rys. 2) z dokładnością do 1 Hz.

Po włączeniu zasilania pętla powinna „chwytać" właściwą częstotliwość po czasie krótszym niż 1 sekunda. Przykładowo: przy nastawnikach zaprogramowanych na liczbę „55" powinno się otrzymać na wyjściu syntezera częstotliwość f_G = 73 650 kHz umożliwiającą pracę radiotelefonu na częstotliwości 145,300 MHz. Zwiększenie liczby wskazywanej przez nastawniki o „1", powinno zwiększyć częstotliwość f_G o 3125 Hz, a częstotliwość pracy radiotelefonu o 12,5 kHz.

Uruchomienie układu powielaczy (rys. 5) dokonano strojąc obwody rezonansowe na środek zestawu przestrajania syntezera.

Podczas uruchamiania układu przemiany nadajnika należy dostroić częstotliwość generatora kwarcowego (rys. 6) z dokładnością nie gorszą niż 100 Hz. Obwód rezonansowy L1 jest nastrojony na częstotliwość 10,4 MHz, a L2 – 145,2 MHz. Precyzyjnego dostrojenia L2 (rys. 6) oraz L3 i L4 (rys. 5) należy dokonać podczas uruchamiania kompletnego układu radiotelefonu.

Rozstrojenie tych obwodów może objawiać się wzbudzaniem się nadajnika.

Orientacyjne napięcia sygnałów w.cz. wejść i wyjść są podane na schematach.

MOŻLIWOŚCI ADAPTACJI UKŁADU

Przedstawiony projekt może być adaptowany do indywidualnych potrzeb konstruktorów. Kilka przykładów takich zmian przedstawiono poniżej.

Dla rozszerzenia zakresu przestrajania urządzenia można wprowadzić trzeci nastawnik setek pracujący w kodzie „8421-BCD" dołączony do wejść programujących A, B, C i D licznika US9. Dla pracy w zakresie opisanym powyżej nastawnik ten powinien być w pozycji „7". Należy pamiętać o odpowiednim poszerzeniu zakresu przestrajania generatora GPN.

Syntezer można w tym przypadku wykorzystać do współpracy z urządzeniami o innych pośrednich częstotliwościach. Przykładowo: dla pokrycia całego pasma 2 m przez urządzenie z pośr. cz. 9 MHz nastawniki będą programowane od liczby „787" (144,000 MHz) do „947" (146,000 MHz).

Płynne przestrajanie urządzenia jest możliwe po wprowadzeniu kondensatora zmiennego 5...50 pF zamiast kondensatorów C1 i C44 (rys. 2). Przestrajanie kwarcu K1 o około ±50 Hz spowoduje przestrajanie urządzenia o około ±6,8 kHz.

Dość duży pobór prądu zasilającego układy scalone TTL syntezera powoduje wydzielanie sporych ilości ciepła w zasilaczu urządzenia. Znaczną poprawę tej sytuacji można uzyskać stosując (w miarę możliwości) importowane układy TTL o oszczędnym poborze prądu serii L i LS, a mianowicie: US1 – SN74L90, US2, US3 – SN74L93, US7, US8 – SN74LS192, US9, US10 – SN74LS193. Układy US4, US5 i US6 nie mogą być zastąpione. Prąd zasilający część cyfrową zostanie w ten sposób ograniczony do około 150 mA. Zamiana układów TTL nie wymaga dokonywania dodatkowych zmian w schemacie, z wyjątkiem rozmieszczenia wyprowadzeń układów scalonych US2 i US3 różnej w seriach standardowej i małej mocy.

Włącznik zmierzchowy

ZDZISŁAW TKACZYK

Opis dotyczy modelu wykonanego na zlecenie redakcji i praktycznie wypróbowanego przez konstruktora

Włącznik zmierzchowy to układ, który automatycznie włącza oświetlenie po zapadnięciu zmroku. Można go wykorzystać do włączenia oświetlenia zewnętrznego domów, do włączenia światła w mieszkaniu, na schodach lub włączenia świateł pozycyjnych samochodu.

W artykule przedstawiono dwa rozwiązania układowe, które umożliwiają zrealizowanie wymienionych wyżej funkcji.

OPIS UKŁADU

Schemat ideowy włącznika zmierzchowego, wyposażonego w zasilacz sieciowy, który można wykorzystać do włączenia oświetlenia zewnętrznego lub wewnętrznego domu, przedstawiono na rysunku 1.

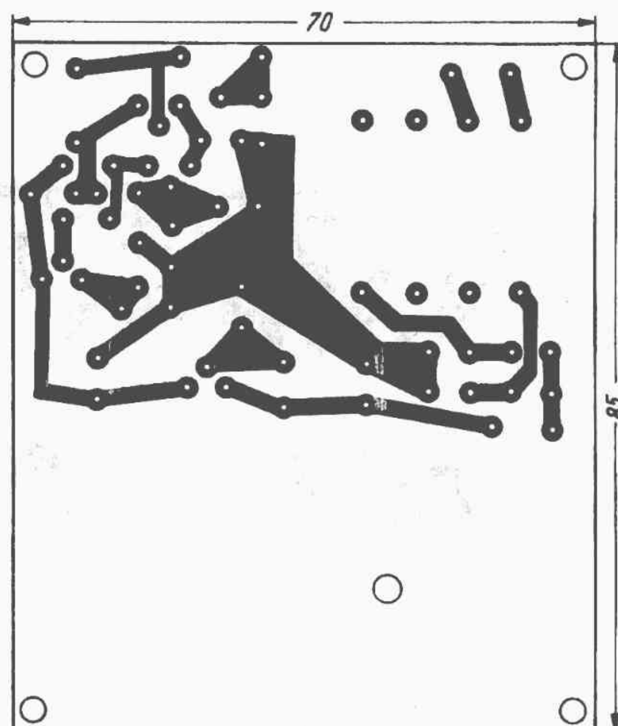
Promienie światła padając na powierzchnię fotorezystora Rp sprawiają, że rezystancja fotorezystora jest mała. Baza tranzystora T1, sterowana napięciem z dzielnika zawierającego rezystory Rp, Rn, R7, znajduje się na potencjale wymuszającym stan przewodzenia tranzystora T1. Niskie napięcie kolektora tranzystora T1 utrzymuje w stanie zatkania tranzystor T2. Na rezystorze R5 nie ma spadku napięcia i w związku z tym tranzystor T3 pozostaje w stanie zatkania, a tym samym nie zadziała przekaźnik Pk.

Przy braku oświetlenia rezystancja fotorezystora Rp, jest duża, a napięcie z dzielnika Rp, Rn, R7 nie zdoła wysterować tranzystora T1. Na kolektorze tranzystora T1 występuje teraz pełne napięcie zasilania, które przez dzielnik R2, R3 wysterowuje tranzystor T2. Prąd kolektora tranzystora T2 wywołuje spadek napięcia na rezystorze R5, który wprowadza tranzystor T3 w stan przewodzenia. Przekaźnik Pk przechodzi w stan aktywny, a jego zwarte zestyki włączają oświetlenie.

Tranzystor T4 oraz dioda zenera D2 spełniają funkcję stabilizatora napięcia zasilającego.

Kondensator C1 opóźnia reakcję włącznika przy szybkich zmianach oświetlenia powierzchni światłoczułej fotorezystora. Zapobiega to wyłączeniu światła, gdy w czasie zmroku nastąpi krótkotrwałe oświetlenie fotorezystora, np. przez światła przejeżdżającego samochodu lub przez światło błyskawicy. Aby włącznik zmierzchowy wyłączył oświetlenie, na powierzchnię fotorezystora musi padać światło o natężeniu około 1000 luksów, przynajmniej przez 10 sekund. Jeżeli natężenie oświetlenia jest mniejsze, to czas oświetlania musi być dłuższy.

Dioda D1 zapobiega uszkodzeniu tranzystora T3 przez przepięcia występujące w cewce przekaźnika Pk.

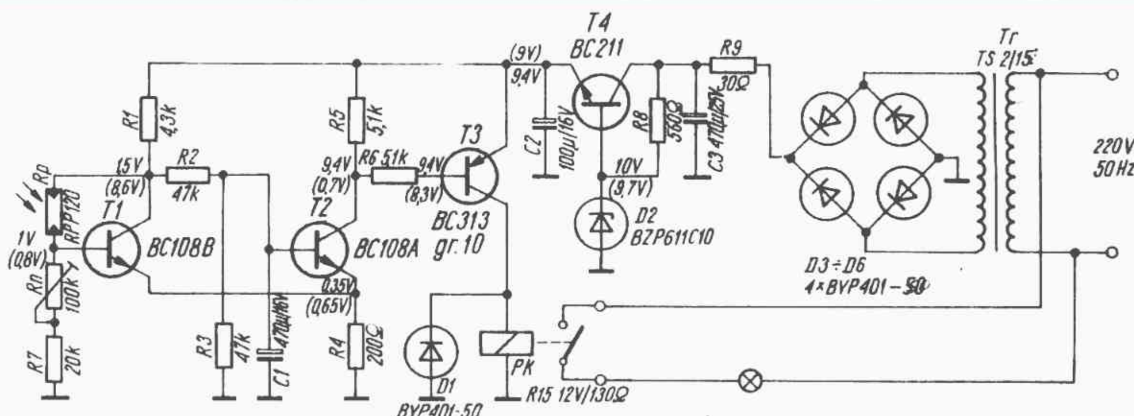


Rys. 2. Płytka drukowana zmierzchowego włącznika oświetlenia domu

Płytka drukowana włącznika jest przedstawiona na rys. 2, a schemat montażowy na rysunku 3.

Na rysunku 4 przedstawiono schemat ideowy włącznika zmierzchowego przystosowanego do zasilania bateryjnego. To

Cd. na str. 70



Rys. 1. Schemat włącznika zmierzchowego o zasilaniu sieciowym

W nawiasach podano napięcia przy zasłoniętej powierzchni fotorezystora

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 3 (250) MARZEC 1981 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

PLENUM ZG PZK

W dniach 13 i 14 grudnia 1980 r. odbyło się w Krakowie posiedzenie plenarne Zarządu Głównego PZK. Było to drugie plenum obecnej kadencji, a pierwsze z serii planowanych posiedzeń wyjazdowych. Idea organizowania plenarnych posiedzeń wyjazdowych powstała podczas pierwszego posiedzenia plenarnego, w celu umożliwienia członkom Zarządu Głównego PZK bliższego zapoznania się z warunkami pracy Zarządów Oddziałów Wojewódzkich, spotkań z aktywem krótkofalarskim i odwiedzenia niektórych klubów.

Posiedzeniu plenarnemu przewodniczył prezes PZK prof. dr inż. Andrzej Zieliński SP5LVV. Po przyjęciu porządku obrad wybrano komisję wnioskową w składzie: SP6HF, SP6UK i SP9PT. Następnie prezes ZOW PZK w Krakowie SP9AEP zapoznał zebranych z działalnością Oddziału. Stwierdził on, że wszyscy krótkofalowcy województwa krakowskiego są członkami PZK. Oddział jest organizatorem zawodów QRP i SP – SSB. W ramach udziału w akcji propagandy rewaloryzacji zabytków Krakowa ZOW PZK wydaje dyplom CRACOVIA. Od 4 marca 1980 r. wydano 116 dyplomów, z tej liczby 96 dyplomów wydano dla stacji SP. Dotychczas od krótkofalowców wpłynęło na konto Społecznego Komitetu Odnowy Zabytków Krakowa 8622 zł tytułem opłaty za dyplom. Najniższą opłatą-cegiełką jest kwota 25 zł, jednak średnia jest większa i wynosi 90 zł. Napływają informacje, że krótkofalowcy zagraniczni polskiego pochodzenia wpłacają pokaźne kwoty na cel przyświecający wydawcom dyplomu. I tak, np. WA2YBR wpłacił 500 dolarów. Całokształtem spraw związanych z wydawaniem dyplomu zajmuje się sprawnie SP9BLF. W ramach działalności technicznej Oddziału opracowano odbiornik homodynowy, który jest częścią opracowywanego transceivera homodynowego. Trwają prace nad transceiverem, wzorowanym na transceiverze ATLAS 180. Oddział Krakowski PZK znajduje się w budynku zagrożonym zawaleniem, co znacznie ogranicza zakres wykorzystania lokalu.

Po wystąpieniu prezesa ZOW PZK w Krakowie odbyła się dekoracja Ludwika Nowaka SP9ADV i Zbigniewa Skury SP9BLF brązowymi Medalami za Zasługi dla Obronności Kraju, przyznanymi rozkazem Ministra Obrony Narodowej z dnia 10 października 1980 r.

Prezes PZK w swoim wystąpieniu omówił działalność prezydium w okresie od poprzedniego plenum i zamierzenia na najbliższą przyszłość. Odbyto 9 posiedzeń prezydium. Przedstawiciele prezydium spotkali się z ministrem łączności. Przygotowano projekt zmian rozporządzenia dotyczącego wydawania zezwoleń. Przeprowadzono I Mistrzostwa Świata w Amatorskiej Radiolokacji, które w opinii wszystkich uczestników były sukcesem organizacyjnym PZK. Ze względu na trudną sytuację finansową Związku podjęto decyzję o obowiązku naklejania znaczków „50 lat PZK" na karty QSL wysyłane zagranicę w roku obchodów 50-lecia PZK. Do najważniejszych zadań na najbliższą przyszłość prezes PZK zaliczył utworzenie komórki gospodarczo-produkcyjnej, która podjęłaby produkcję urządzeń i zespołów dla krótkofalowców, a także inne poczynania, które uczynią Związek bardziej samowystarczalnym finansowo.

Po wystąpieniu prezesa PZK zabierali głos kolejno wiceprezesi ZG i skarbnik, którzy w swoich wystąpieniach rozwijali tematy zasygnalizowane przez prezesa.

Wystąpienia członków prezydium stały się tematem ożywionej dyskusji, w której zaproponowano m.in. utworzenie Funduszu Rozwoju PZK. Wystąpienia członków prezydium i wypowiedzi w dyskusji znalazły odbicie w jednogłośnie przyjętej uchwale Plenum.

Ustalono termin następnego posiedzenia plenarnego na pierwsze półrocze 1981 r., jednak nie później niż w maju. Na zakończenie posiedzenia prezes PZK złożył podziękowanie Zarządowi Oddziału Wojewódzkiego PZK w Krakowie, a szczególnie prezesowi ZOW SP9AEP za dobre przygotowanie kwatermistrzowskie i obsługę posiedzenia.

SP5QU

UCHWAŁA

Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców na swym posiedzeniu plenarnym, odbytym w dniach 13 i 14 grudnia 1980 r. w Krakowie, po wysłuchaniu sprawozdania prezydium i Biura ZG PZK z działalności za okres od I plenum obecnej kadencji do chwili obecnej oraz po zapoznaniu się z zamierzeniami na rok 1981, w pełni akceptuje dotychczasową działalność oraz plan pracy na najbliższy rok. Na szczególnie pozytywną ocenę zasługują te poczynania, które umożliwiły przezwyciężenie trudności finansowych w drugim półroczu br., paraliżujących działalność Związku. Plenum stwierdza, że decyzja o wprowadzeniu obowiązku naklejania znaczków „50 lat PZK" na karty QSL podyktowana była wspomnianymi trudnościami finansowymi PZK. Konieczność tych poczynań nie została w pełni zrozumiana przez niektórych członków PZK.

Obecny trudny okres w życiu naszego kraju miał wpływ na pogarszanie się od dłuższego czasu sytuacji finansowej PZK, co spowodowało spadek dynamiki rozwoju Związku. W tej sytuacji Plenum ZG PZK zaleca Prezydium opracowanie apelu do wszystkich członków PZK o dobrowolną, comiesięczną dopłatę finansową na Fundusz Rozwoju PZK. Utworzenie takiego funduszu umożliwiłoby naszemu Związkowi pokonanie najpoważniejszych trudności finansowych, a także pozwoliłoby utworzyć komórkę gospodarczo-produkcyjną i usługową, zajmującą się produkcją sprzętu dla członków Związku. Ponadto fundusz taki pozwoliłby zdynamizować działalność Związku w kierunku unowocześnienia działalności krótkofalarskiej i podniesienia jej na wyższy poziom.

Zarząd Główny PZK sugeruje ponadto szybką realizację następujących przedsięwzięć przez prezydium i Biuro PZK:

1. Opracowanie ulg i preferencji, np. w sprawach sprzętowych, dla tych członków Związku, którzy zadeklarują wpłaty na Fundusz Rozwoju PZK.

2. Pilne uruchomienie komórki gospodarczo-produkcyjnej, która na podstawie analizy rynku i możliwości zaopatrzeniowych podjęłaby produkcję urządzeń i zespołów dla krótkofalowców.
3. Poszukiwanie i wykorzystywanie każdej drogi zaopatrzenia w sprzęt radiotechniczny, informowanie szerokiego ogółu członków o możliwościach zaopatrzeniowych oraz stymulowanie opracowywania i rozpowszechniania opisów urządzeń krótkofalarskich, opartych na dostępnych w kraju elementach.
4. Wystąpienie do ministra łączności o nowelizację rozporządzenia dotyczącego wydawania zezwoleń, w oparciu o propozycje wiceprezesa ZG PZK d/s organizacyjnych.
5. Poświęcenie jednego z najbliższych posiedzeń prezydium ocenie działalności managerów ARL i KF w celu uzdrowienia sytuacji zgodnie z sugestiami Zarządu Głównego.
6. Prowadzenie dalszych prac i dyskusji nad projektem zmian w statucie Związku.
7. W przypadku, gdyby apel o utworzenie Funduszu Rozwoju PZK nie przyniósł spodziewanych rezultatów i sytuacja finansowa Związku nie uległa istotnej poprawie, należy zwołać w II półroczu 1981 r. Nadzwyczajny Zjazd PZK, poświęcony zmianom w statucie i podniesieniu wysokości składek członkowskich.
8. Należy przywrócić zasadę rozsyłania przez Biuro ZG PZK protokołów z posiedzeń Prezydium ZG członkom władz centralnych PZK.
9. Wypowiedzi i opinie członków ZG PZK wygłoszone podczas dyskusji na posiedzeniu plenarnym powinny być uwzględnione w dalszej działalności członków Prezydium odpowiednio do kompetencji.
10. Zobowiązuje się wiceprezesa ZG PZK d/s sportowych do przedstawienia na najbliższym posiedzeniu prezydium proponowanego regulaminu TOP Klubu i wniosków dotyczących jego zatwierdzenia.
11. Pion sportowy PZK powinien opublikować aktualny wykaz polskich beaconów UKF.
Ponadto Plenum ZG PZK podejmuje następujące decyzje:
1. Plenum zatwierdza uchwałę XIII Zjazdu SP DX Klubu.
2. Przedstawiony regulamin Klubu ROSA zatwierdza się i zobowiązuje kierownictwo klubu do złożenia uwag i wniosków z działalności w I kwartale 1982 r.
3. Zarząd Główny PZK przyznaje Odznaki Honorowe PZK Janowi Ładno SP5XM i Józefowi Wojcieszakowi SP3AMY.
Plenum poleca opublikowanie niniejszej uchwały w „Krótkofalowcu Polskim".

WSPÓŁZAWODNICTWO DX

(Stan na 31 grudnia 1980 r.).

Grupa mixed

1.	SP7HT	333/333	11.	SP5BSV	300/300
2.	SP5BT	320/321	12.	SP5BAK	288/278
3.	SP6RT	315/316	13.	SP7ASZ	280/286
4.	SP9PT	314/317	14.	SP5XM	280/284
5.	SP8YA	311/325	15.	SP5EAQ	278/285
6.	SP8AJK	308/310	16.	SP5ENA	273/289
7.	SP5EWY	307/308	17.	SP9CTW	268/276
8.	SP6AAT	304/304	18.	SP5DZI	267/275
9.	SP7BFC	301/308	19.	SP5GX	263/269
10.	SP2AJO	300/303	20.	SP2BNJ	256/269

Grupa cw			Grupa fone		
1.	SP7HT	324/324	1.	SP9VU	313/316
2.	SP6RT	315/316	2.	SP5BT	312/314
3.	SP2AJO	300/303	3.	SP5BSV	300/300
4.	SP5EWY	281/288	4.	SP8AJK	286/291
5.	SP9ADU	241/263	5.	SP5XM	279/284
6.	SP9DH	241/256	6.	SP5EAQ	278/285
7.	SP9CTW	230/233	7.	SP5DZI	267/275
8.	SP5AA	220/240	8.	SP9CTW	246/250
9.	SP2AVE	219/243	9.	SP5JB	234/240
10.	SP1BHX	219/230	10.	SP2FAP	229/246

Począwszy od I kwartału br. zgłoszenia do współzawodnictwa należy nadsyłać według nowych zasad, zgodnie z uchwałą XIII Zjazdu Polskiego Klubu DX w Wildze: na pierwszym miejscu liczba potwierdzonych krajów według aktualnej listy SPDXC, a na drugim miejscu liczba potwierdzonych krajów łącznie z krajami skreślonymi. Lista SPDXC będzie opublikowana w Biuletynie Polskiego Związku Krótkofalowców.

WYNIKI WSPÓŁZAWODNICTWA INTERCONTEST KF 1979

Komisja w składzie: Jerzy Ledwig SP6UK (przewodniczący), Alfred Jabłoński SP9CTW i Wojciech Kłosok SP9PT dokonała podsumowania wyników zawodów zaliczonych do Intercontestu KF 1979. Sklasyfikowano 198 stacji indywidualnych i 51 stacji klubowych.

Stacje indywidualne mixed

1.	SP8ECV	384,7
2.	SP2FAP	347,8
3.	SP3IBS	335,8
4.	SP9CTW	322,9
5.	SP3DOI	276,5
6.	SP6DXG	229,6
7.	SP9PT	209,8
8.	SP9EMI	205,4
9.	SP5BR	201,5
10.	SP9IVV	201,2

Stacje indywidualne cw

1.	SP2FAP	204,2
2.	SP9CAV	189,1
3.	SP2JKC	184,5
4.	SP9CTW	159,3
5.	SP2ASJ	122,7

Stacje indywidualne fone

1.	SP3IBS	267,5
2.	SP3DOI	221,5
3.	SP8ECV	214,7
4.	SP6IJE	178,0
5.	SP5BR	159,6

Stacje klubowe mixed

1.	SP3KEX	384,7
2.	SP2PDI	334,4
3.	SP2KAE	308,7
4.	SP5PTR	279,1
5.	SP6PZB	229,3

Tytuły Mistrzów Intercontestu KF 1979 i puchary zdobyli: Bogdan Klatka SP8ECV, Stanisław Grzęda SP3IBS, Sylwester Jarkiewicz SP2FAP oraz Radioklub LOK w Nowej Soli, SP3KEY. *SP9CTW*

WIADOMOŚCI DX

● Znany z wyprawy na Palmyrę (KH5D) K6LPL stara się o bardzo trudno osiągalną licencję na pracę z wysp Andamanów (VU7). Wyspy te są zamknięte dla ruchu turystycznego, stanowiąc z wyjątkiem stolicy kraju Port Blair, rezerwat plemion żyjących w stanie pierwotnym. Na wyjazd na nie jest potrzebne specjalne zezwolenie, które obowiązuje także obywateli Indii. Na liście najbardziej poszukiwanych krajów do DXCC, Andamany znajdują się na czołowym miejscu, zaraz po Albanii. Od kilku lat, od śmierci VU7ANI i wyjazdu do Botswany VU7GV, nie było tam żadnej aktywnej stacji. Praca K6LPL z VU7 jest przewidziana na kwiecień. Wyspy Lakkadiwy leżące po drugiej stronie subkontynentu indyjskiego, są z podobnych powodów jeszcze trudniejsze do osiągnięcia. Ostatnią amatorską aktywnością stamtąd była kilkudniowa praca wyprawy VU2KV w końcu lat sześćdziesiątych. David K6LPL podjął starania o otrzymanie zezwolenia także z tego kraju. Planuje również w okresie od czerwca do sierpnia br. wyprawę na San Felix CEØX. Ze względu na obecne stosunki w Chile, szanse na to są jednak małe, podobne próby czynione w ostatnich latach zakończyły się fiaskiem.
● Kingman Reef, małe nie zamieszkałe wysepki położone około 1500 km od Wysp Hawajskich, były dotychczas odwiedzane przez ekspedycje dx-owe trzykrotnie; żadna jednak z tych wypraw nie była na tyle „wydajna", aby karta QSL

z prefiksem KH5K przestała być rarytasem, szczególnie w Europie. Żadna z pracujących tam stacji nie była aktywna dłużej niż dwie doby. Wpływa na to fakt, że już przy średnio wzburzonym morzu wyspy te są całkowicie zalewane przez fale. VK2BJL wraz z VS5JB z Brunei podejmą w kwietniu br. wyprawę na Kingman Reef. Jeżeli warunki pogodowe i propagacyjne nie zawiodą, to sądząc z ich pracy ze Spratly Island przed dwoma laty, może to być jedna z najbardziej atrakcyjnych ekspedycji roku.

- Na St. Paul and Peter Rocks miała pracować w połowie grudnia ub.r. wyprawa pod znakiem PYØRA i PYØSA, organizowana przez związek brazylijski LABRE. Wyspa ta położona około 1500 km od brzegów Brazylii jest miejscem lęgowym ptaków morskich. Jedyną budowlą na niej są szczątki nieczynnej od lat trzydziestych latarni morskiej. Niestety w ostatniej chwili wyprawa została odwołana i odłożona na nieokreślony czas. Powodem było nieudzielenie przez marynarkę wojenną zgody na lądowanie wyprawy na wyspie.
- Na Cocos-Keeling, gdzie dotychczas pracowały tylko ekspedycje dx-owe, pojawiła się stała stacja. W grudniu ub. r. rozpoczął pracę VK9NYG, który będzie tam przebywał przez dwa lata. Zgodnie z warunkami licencji „novice", którą posiada, na co wskazuje litera N w jego sufiksie, może pracować tylko w określonych wycinkach pasm 21 i 28 MHz. Często można go usłyszeć na 21 183 kHz o godz. 12.00 UTC, gdzie jest prowadzona sieć o nazwie VK-Europa Net. W sieci tej bywa także VK9ZD, nowy operator na stacji meteo na Villis Island. Zastąpił on od 20 grudnia ub.r. VK9ZG i będzie przebywał na Willis do czerwca b.r. QSL-managerem jest VK3OT.
- Z Makao pracował przez dwa tygodnie w grudniu ub.r. VS6CT, używając znaku CR9CT. Jedyna stała stacja w tej ostatniej kolonii portugalskiej, CR9AK, jest słyszana bardzo rzadko w „eterze". Toteż wyprawa CR9CT miała duże powodzenie. QSL-managerem jest G3KDB.
- Nowe amatorskie pasmo 10 MHz będzie od 1 stycznia 1982 r. stopniowo udostępniane w poszczególnych krajach amatorom. Komitet Wykonawczy II Regionu IARU przyjął uchwałę, że w pasmie 10 MHz będzie można pracować tylko emisją cw, aby umożliwić korzystanie z niego jak największej liczbie stacji. Jak wiadomo, szerokość tego pasma wynosi zaledwie 50 kHz. Łączności na tym pasmie nie będą zaliczane do żadnych współzawodnictw, jak np. DXCC i nie będą na nim organizowane żadne zawody. Maksymalna moc ma być na 10 MHz ograniczona do 250 W. Podobne zalecenia przyjął już uprzednio Komitet Wykonawczy I Regionu.
- W grudniu ub.r. wypłynął z Gdyni żaglowiec „Pogoria" z grupą polarników na pokładzie, udających się do polskiej bazy antarktycznej im. Henryka Arctowskiego na wyspie King George położonej w archipelagu Południowych Szetlandów. Statkiem dowodzi kapitan Krzysztof Baranowski, znany wszystkim także z „eteru" SP5ATV. Wyposażenie stacji amatorskiej na „Pogorii", pracującej pod znakiem SP5ATV/mm, składa się z transceivera ICOM i pięciopasmowej anteny ground plane. Łączność służbową z Gdynią-Radio miało zapewniać urządzenie MORS o możliwości nadawania do 8 MHz i odbioru do 10 MHz. Tak jak poprzednio, podczas rejsów „Poloneza", tak i teraz uwidoczniła się zdecydowana przewaga łączności amatorskiej nad profesjonalną. Mamy oczywiście na myśli łączność na duże odległości za pomocą urządzeń niewielkiej mocy, a tylko takie mogą być instalowane na jednostkach pływających klasy „Pogorii". Mimo złych na ogół warunków propagacyjnych (środek zimy), codzienne skedy prowadzone przez Ryszarda SP5HH zapewniły regularną, pewną łączność początkowo na 14 MHz, później w miarę oddalania się statku także na 21 i 28 MHz. Setki innych stacji SP także przeprowadziło łączności z SP5ATV/mm, niektóre nawet, w pasmie 28 MHz, z mocą rzędu 10 W. Łączność profesjonalna natomiast, prowadzona na małych częstotliwościach do 8 MHz zerwała się daleko przed osiągnięciem równika, pomijając awarię nadajnika, która wydarzyła się na odcinku trasy do Wysp Kanaryjskich. Mamy nadzieję, że w chwili czytania tych informacji wiele stacji SP będzie miało zaliczoną łączność, po raz pierwszy na SSB, z HFØPOL, stacją amatorską z bazy na King George, z operatorem Krzysztofem SP5ATV. Jak wiadomo, HFØPOL ma status stacji klubowej i każdy krótkofalowiec polski może z niej pracować bez konieczności uzyskania dodatkowego zezwolenia; wystarcza jedynie zgoda kierownika bazy. Rejs „Pogorii" jest przewidziany na 5 do 6 miesięcy i jeszcze teraz są szanse na QSO. Czas i QRG skedów podaje SP5PWK w swych coniedzielnych komunikatach.
- Wśrod wielu sieci KF-owych wyróżnia się francuska sieć informacji dx-owych. Jak wskazuje nazwa, służy ona tylko do wymiany informacji o interesujących stacjach słyszanych na pasmach, mających się odbyć wyprawach dx-owych, o aktywności stacji z poszczególnych krajów DXCC oraz o QSL-managerach i sposobach uzyskiwania kart QSL. Sieć jest czynna codziennie na częstotliwości 21,170 kHz o godz. 17.30 UTC (latem o 17.00 UTC) i trwa około godziny. Kieruje nią Christian FY7AN, a pod jego nieobecność Jacques 5T5CJ, ewentualnie Jean-Eric FRØFLO. W sieci biorą udział stacje francuskie i stacje innych krajów, których operatorzy znają język francuski. Zdarza się, że pojawi się interesująca stacja dx-owa zaproszona przez któregoś z uczestników, bądź, że zostaną przeprowadzone zapisy na łączność z tą stacją. Wszystkim zainteresowanym dx-manom znającym język francuski, gorąco polecamy tę sieć. Dla zachęty podajemy, że FY7AN używa anteny kierunkowej i jest słyszany w SP praktycznie przez cały rok.

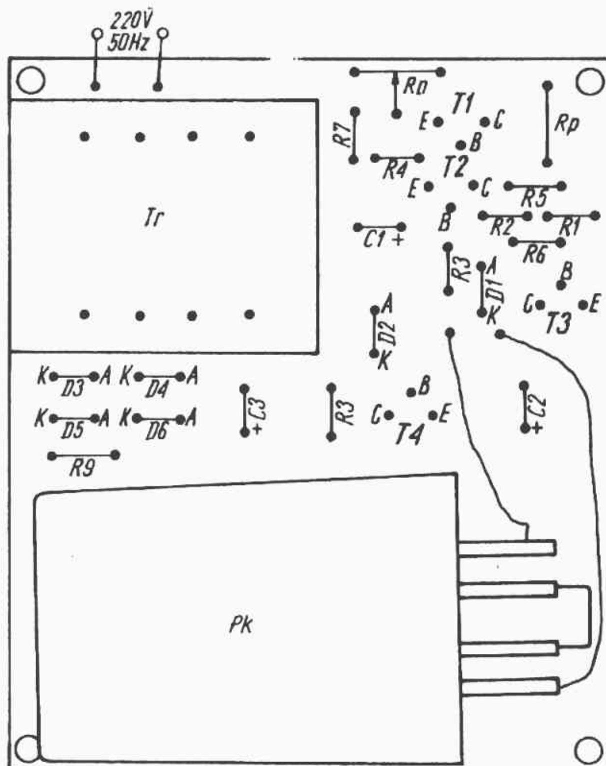
JEDNYM ZDANIEM

ZL1AMO ma w planie ekspedycję na Kermadec w sierpniu.
TY9ER jest ciągle QRV, często w sieci DK2OC.
Jedyną stacją z Iranu jest obecnie EP2FM.
Carr i Martha WB4ZNH i WN4FVU po udanej wyprawie do Ugandy 5X, nadawali ze Suazi 3D6 i Botswany A2.
BV2B z Taiwanu ma wreszcie QSL-managera, K2CM.
5R8AL, jedyna aktywna stacja na Madagaskarze, zakończyła pracę w „eterze" w styczniu br.
Także QRT zrobił FO8DT z Thaiti.
Iris i Lloyd Colvinowie pracowali w styczniu br. z Saint Martin pod znakiem FGØFOL/FS.
Znany operator polskiego pochodzenia K1CC, wnuk SP2CC, spędził urlop na St. Vincent nadając pod znakiem VP2SS.
9U5JM pracujący często w sieci francuskiej ma QSL-managera F3LQ.
5U7AX pracuje w każdą niedzielę na 21 405 kHz o godz. 07.00 UTC.
Jedynymi legalnymi stacjami w Burundi są 9U5JM, 9U5DS i 9U5FR.
Praca K5VT jako 9U5AV została uznana do DXCC.

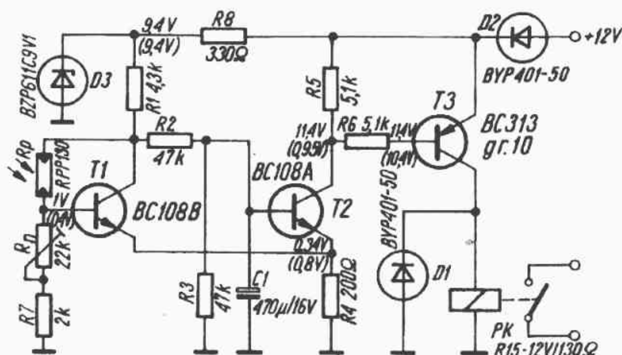
Adresy:

AH2E	– Box 445, Agana, Guam
CE9LM	– Box 16402, Santiago, Chile
D68AM	– Box 501, Moroni, Comoro Is.
EL2P	– Box 1929, Monrovia, Liberia
HKØEHM	– Box 842, San Andres, Colombia
J5KJ	– Box 191, Bissau, Guinea
SU1EB	– Box 33, Airport Cairo, Egypt
SVØAW/9	– Box 299, Iraklion, Greece
TR8JCV	– Box 4110, Libreville, Gabon
ZE8JD	– Box 685, Umtala, Zimbabwe

Włącznik zmierzchowy – cd. ze str. 66



Rys. 3. Schemat montażowy włącznika zmierzchowego oświetlenia domu



Rys. 4. Schemat włącznika zmierzchowego świateł pozycyjnych samochodu W nawiasach podano napięcie przy zasłoniętej powierzchni fotorezystora.

urządzenie można wykorzystać, np. do włączania świateł pozycyjnych samochodu. Układ działa analogicznie jak opisany poprzednio. Zestyki przekaźnika Pk należy dołączyć równolegle do włącznika świateł pozycyjnych w samochodzie. Stabilistor D3 zabezpiecza włącznik przed impulsami zakłócającymi, które mogą przedostawać się ze źródła zasilania, a jednocześnie stabilizuje napięcie zasilające tranzystor T1, dzięki czemu uzyskuje się próg zadziałania włącznika niezależny od wahań napięcia zasilającego.

Dioda D2 zabezpiecza elementy półprzewodnikowe przed uszkodzeniem, które mogłoby nastąpić w razie niewłaściwego przyłączenia (plus zasilacza do minusa układu) napięcia zasilającego.

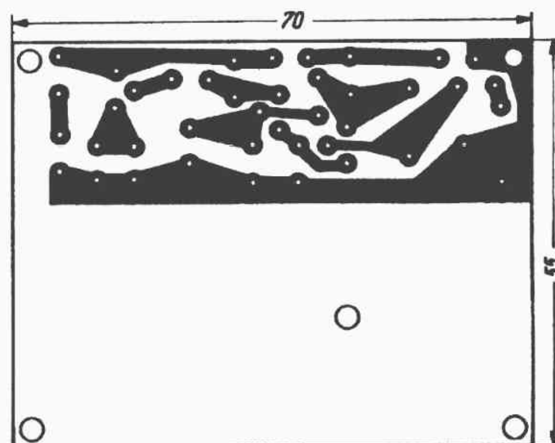
Włącznik zmontowano na płytce drukowanej (rys. 5) zgodnie ze schematem montażowym (rys. 6).

URUCHOMIENIE UKŁADU

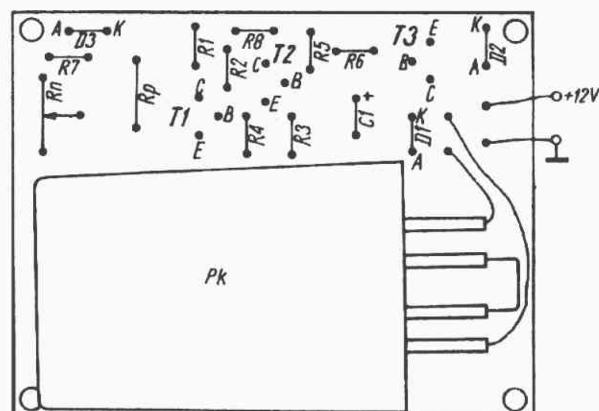
Jeżeli układ zmontowano prawidłowo, a użyte podzespoły były sprawne, nie jest potrzebna jego regulacja. Pozostaje tylko nastawić próg zadziałania włącznika zmierzchowego. Do regulacji progu zadziałania służy rezystor nastawny Rn, którego wartość należy dobrać tak, aby przy oświetleniu około 20 luksów nastąpiło włączenie światła. Wyłączenie układu powinno nastąpić przy oświetleniu około 30 luksów. Jeżeli nie ma się do dyspozycji światłomierza, czułość urządzenia można dobrać doświadczalnie.

Wartość rezystora R7 i rezystora nastawnego Rn podana na schematach ideowych (rys. 1 i 4) dotyczy warunków pracy, kiedy strumień światła pada bezpośrednio na powierzchnię światłoczułą fotorezystora Rp. Jeżeli włącznik zmierzchowy jest umocowany tak, że światło nie pada bezpośrednio na fotorezystor, a zmiana rezystancji fotorezystora następuje pod wpływem światła odbitego, to należy zwiększyć wartość rezystora nastawnego Rn i rezystora stałego R7. Wartość rezystancji można obliczyć ze wzorów:

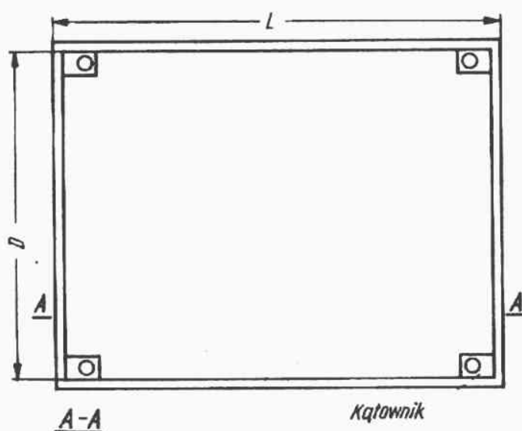
$$R7 \leq 0{,}55 \frac{U_E}{S_{max} \cdot O} \ [k\Omega] \qquad R_n \geq 0{,}55 \frac{U_E}{S_{min} \cdot O} - R7 \ [k\Omega]$$

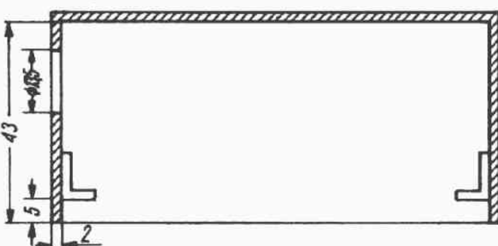


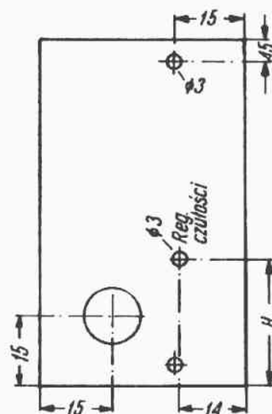
Rys. 5. Płytka drukowana zmierzchowego włącznika świateł pozycyjnych samochodu



Rys. 6. Schemat montażowy zmierzchowego włącznika świateł pozycyjnych samochodu

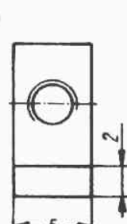


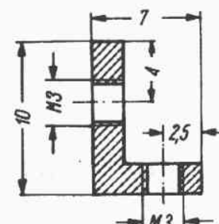




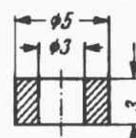
Wymiar	Włącznik zmierzchowy sieciowy	Włącznik zmierzchowy bateryjny
D	70	55
L	89	74
H	27	16

Rys. 7. Obudowa włącznika zmierzchowego

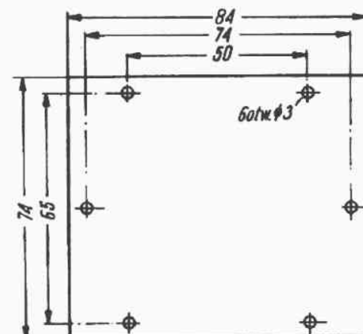




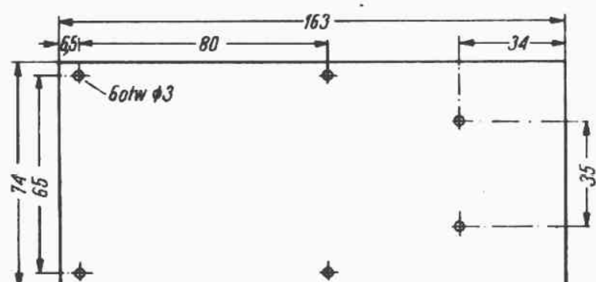
Rys. 8. Kątownik



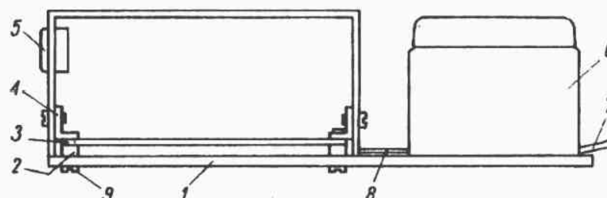
Rys. 9. Tulejka



Rys. 10. Podstawa włącznika zmierzchowego bateryjnego



Rys. 11. Podstawa włącznika zmierzchowego sieciowego



Rys. 12. Szkic montażowy włącznika zmierzchowego sieciowego włączającego lampę

w których:

S_{min}, S_{max} – czułość fotorezystora w μA/ lx,

U_E – napięcie, przy którym jest określana czułość,

O – oświetlenie powierzchni fotorezystora (wluksach) w miejscu zainstalowania włącznika zmierzchowego, przy którym ma zadziałać włącznik zmierzchowy.

Parametry potrzebne do obliczeń podano w tablicy.

Typ fotorezystora	Parametry fotorezystorów		
	S_{min} [μA/lx]	S_{max} [μA/lx]	U_E [V]
RPP130, RPP230	10	50	5
RPP131, PRR231	4,15	12,5	5
RPP238	25	100	5
RPP333	12,5	50	5
RPP337, RPP339	10	62,5	5

Podane na schematach ideowych typy podzespołów i wartości elementów nie są krytyczne. Można stosować podzespoły o zbliżonych parametrach. Rezystory powinny mieć obciążalność 0,25W.

Zamiast przekaźnika R15 można zastosować inny typ o napięciu zadziałania mniejszym od 12 V i rezystancji cewki większej od 60 Ω.

Przy zmianach typu przekaźnika należy zwrócić uwagę, aby nie przekroczyć dopuszczalnej obciążalności zestyków przekaźnika. Przekaźnik R15 może przełączać moce do 100 W/ zestyk.

Jako element światłoczuły można zastosować fotorezystor innego typu, a jeżeli próg zadziałania włącznika zmierzchowego będzie niewłaściwy przy wartościach Rn i R7 podanych na schematach, trzeba nowe wartości rezystancji rezystorów Rn i R7 obliczyć z wyżej podanych wzorów.

OPIS KONSTRUKCJI

Obudowę włącznika wykonano z laminatu jednostronnego zgodnie z rys. 7. Przycięte na wymiar płytki złożono folią miedzianą do środka, a w miejscach stykania się folii zlutowano krawędzie cyną.

Płytka drukowana jest umocowana w obudowie na kątownikach (rys. 8), które mogą być wykonane z blachy miedzianej lub aluminiowej. Kątowniki z blachy miedzianej można przylutować do ścianek obudowy, a kątowniki aluminiowe trzeba przymocować wkrętami.

Obudowę pomalowano lakierem samochodowym w aerozolu.

Płytki drukowane z elementami umocowano na podstawach tekstolitowych (rys. 10 i 11).

Szkic montażowy włącznika zmierzchowego sieciowego przedstawiono na rys. 12. Podobnie został zmontowany włącznik o zasilaniu bateryjnym, który wykorzystano do włączania świateł pozycyjnych samochodu.

IRENA GWIAZDOWSKA

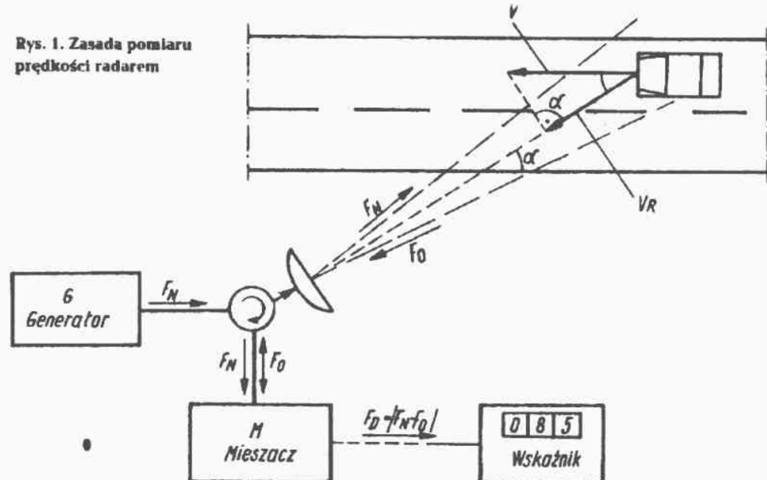
Wykrywacz promieniowania radaru drogowego

Rozwój motoryzacji ze względu na bezpieczeństwo ruchu drogowego zrodził potrzebę szybkiej i dokładniej kontroli prędkości poruszania się pojazdów. Jednym ze sposobów kontroli prędkości jest zastosowanie radaru drogowego. Umożliwia on szybki i dokładny pomiar z dużej odległości. Istnieje więc możliwość powiadomienia kierowcy o przekroczeniu dopuszczalnej prędkości.

W ostatnich latach skonstruowano urządzenie do wykrywania fal radarowych zwane popularnie „antyradarem". Urządzenie takie rozpowszechniło się w USA i krajach zachodnich, w których produkowane jest seryjnie i łatwo dostępne. W Polsce urządzenie to nie jest produkowane, natomiast mogą je wykonać zaawansowani radioelektronicy.

Posiadanie takiego urządzenia nie jest w Polsce zabronione, tym niemniej posiadacze wykrywacza fal radarowych powinni być świadomi, że organy kontroli drogowej stosują do pomiarów prędkości pojazdu również urządzenia nie wysyłające fal elektromagnetycznych oraz że istnieją takie sposoby ustawienia samego radaru drogowego, że „antyradar" nie skutkuje. Jedynym rozsądnym wyjściem jest zawsze jazda z prędkością bezpieczną i w prawnie dopuszczalnych granicach. Dla przykładu: według danych statystycznych z 1979 r. nadmierna prędkość stała się przyczyną 5170 wypadków drogowych, co stanowi 20,7% wszystkich wypadków.

Zasadę pomiaru prędkości radarem drogowym ilustruje rysunek 1.



Rys. 1. Zasada pomiaru prędkości radarem

Pomiar odbywa się w oparciu o zjawisko Dopplera. Radar drogowy promieniuje falę elektromagnetyczną ciągłą o częstotliwości F_N (w zależności od typu 9,4 GHz lub 10,4 GHz). Fala ta odbija się od poruszającego się obiektu i wraca do radaru ze zmienioną częstotliwością F_0. Różnica częstotliwości $(F_n - F_0)$ stanowi częstotliwość Dopplera F_D. Częstotliwość tę określa się wzorem:

$$F_D = F_N \cdot \frac{2V_R}{C}$$

w którym:

F_N – częstotliwość nadajnika,

V_R – składowa promieniowa prędkości,

C – prędkość rozchodzenia się fali elektromagnetycznej.

Długość fali można wyrazić:

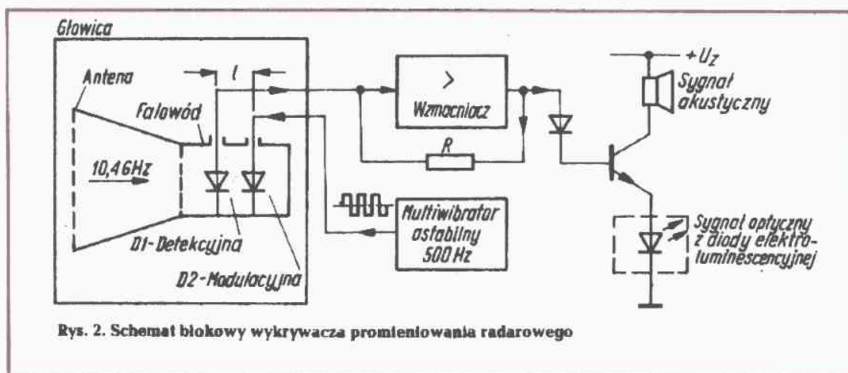
$$L = \frac{C}{F_N}$$

a prędkość promieniową $V_R = V \cdot \cos\alpha$.

Wobec tego:

$$F_D = \frac{2 \cdot V \cdot \cos\alpha}{L}$$

Częstotliwość sygnału odbitego różni się od częstotliwości sygnału nadanego o 260...2800 Hz dla zakresu prędkości pojazdu 15...160 km/godz.



Rys. 2. Schemat blokowy wykrywacza promieniowania radarowego

Jeżeli np. radar ustawiono pod kątem $\alpha = 20°$ do jezdni, a prędkość pojazdu wynosi 90 km/h – 25 m/s, to częstotliwość Dopplera:

$$F_D = \frac{2 \cdot 2{,}5 \cdot 10^3 \cdot 0{,}94}{2{,}9} = 1640 \text{ Hz}$$

Przyjęto F_N = 10,4 GHz, L = 2,9 cm.

Jeżeli pojazd zbliża się do radaru, częstotliwość sygnału odbitego jest większa od częstotliwości sygnału nadanego i odwrotnie. Kierunek ruchu pojazdu można wobec tego określić z analizy zależności fazowych sygnału nadanego i odbitego.

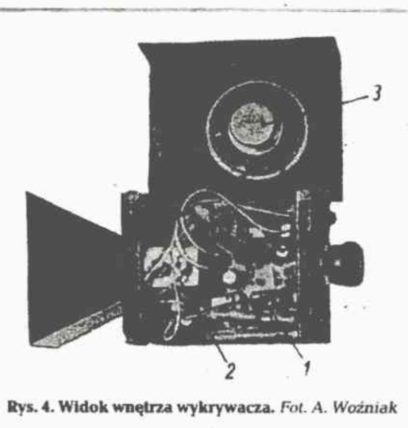
Na rysunku 2 przedstawiono zasadę działania wykrywacza.

Radarowy sygnał mikrofalowy będący elektromagnetyczną falą ciągłą dociera do głowicy falowodowej zawierającej włączone równolegle dwie diody mikrofalowe D1 (detekcyjna) i D2 (modulacyjna). W głowicy fala ta zostaje poddana jednoczesnej modulacji amplitudowej i fazowej.

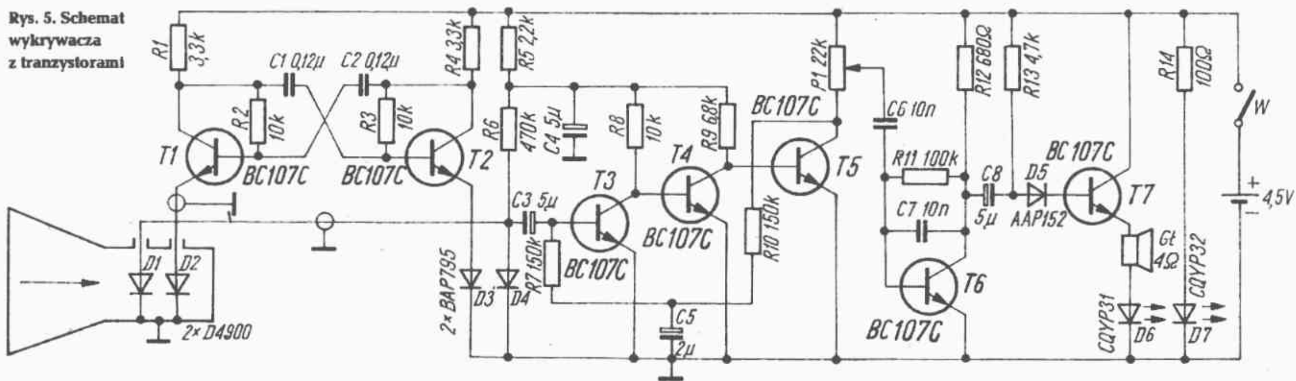
Modulacja amplitudowa odbywa się w diodzie D2 sygnałem multiwibratora astabilnego generującego falę prostokątną 500 Hz. Modulacja fazowa następuje wskutek wzajemnego przesunięcia diod D1 i D2 w falowodzie o odległość l. Zmodulowana amplitudowo i fazowo fala nośna jest sumowana z falą nie modulowaną, dochodzącą ze źródła, dając na wyjściu sygnał w postaci napięcia zmiennego. Napięcie to jest następnie wzmocnione i przetworzone na sygnał akustyczny



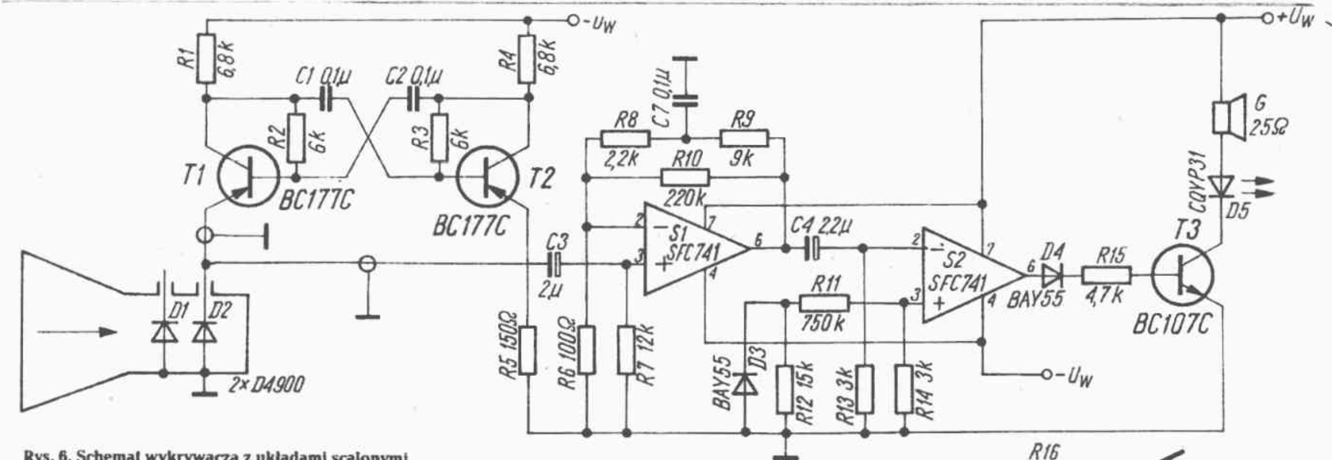
Rys. 3. Ogólny widok wykrywacza. *Fot. A. Woźniak*

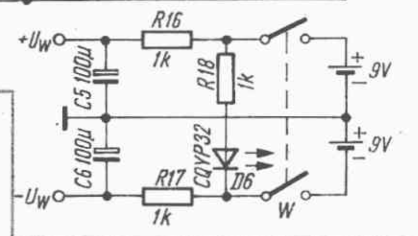


Rys. 4. Widok wnętrza wykrywacza. *Fot. A. Woźniak*



Rys. 5. Schemat wykrywacza z tranzystorami





Rys. 6. Schemat wykrywacza z układami scalonymi

z głośnika i optyczny z diody elektroluminescencyjnej.

Skuteczność działania urządzenia zależy od:

- skuteczności sygnału wykonawczego akustycznego lub optycznego,
- dostatecznie wczesnego wykrycia promieniowania,
- niezawodności,
- niewrażliwości na zmiany elektromagnetycznej fali radarowej. Wykrywacz radaru ma kształt pudełka z blachy stalowej 0,5 mm o wymiarach zewnętrznych 90 × 70 × 40 mm (bez anteny). Na zewnątrz (rys. 3) znajdują się: gniazdo do zasilania (1), pokrętło czułości (2), dioda elektroluminescencyjna ostrzegania (3), dioda sygnalizacji zasilania (4), sprężyna do mocowania wykrywacza za osłoną przeciwsłoneczną (5), antena (6). Wewnątrz natomiast (rys. 4) mieszczą się: płytka drukowana z elementami elektronicznymi (1), falowód z diodami mikrofalowymi (2) oraz głośnik (3).

Są różne wersje konstrukcji układu elektronicznego wykrywacza, z wyjątkiem układu głowicy, tj. anteny i falowodu, który we wszystkich wykrywaczach jest podobny, natomiast do konstrukcji multiwibratora 500 Hz i wzmacniacza akustycznego można wykorzystywać tranzystory lub układy scalone.

Na rysunku 5 przedstawiono schemat wykrywacza wykorzystującego tranzystory. Tranzystory T1 i T2 pracują w układzie multiwibratora, natomiast tranzystory T3...T7 stanowią kolejne stopnie wzmacniaczy.

Na rysunku 6 przedstawiono schemat wykrywacza wykorzystujący w swojej konstrukcji tranzystory T1 i T2, pracujące w układzie multiwibratora oraz układy scalone US1 i US2 w układzie wzmacniaczy.

Wykorzystując ogólny, bardzo prosty schemat blokowy można nawet samodzielnie konstruować lub ulepszać różne rozwiązanie układowe.

W głowicy mikrofalowej mogą pracować diody typu MAA40079, D4900, 1N23B itp.

Uruchomienie układu i sprawdzenie jego skuteczności wymaga raczej posiadania źródła fal elektromagnetycznych o częstotliwości 9,4 GHz lub 10,4 GHz.

LITERATURA

1. Lizoń A. – Radarowy miernik prędkości pojazdów. „Pomiary – Automatyka – Kontrola" nr 10–11/1963.
2. Lizoń A. – Sposób detekcji niemodulowanej fali elektromagnetycznej oraz urządzenie do stosowania tego sposobu. Patent PRL nr 65654.

Bezprzewodowe słuchawki stereofoniczne

Słuchawki stereofoniczne mają wielu zwolenników z powodu licznych zalet, do których zaliczyć można odsłuch audycji bez przymusowego udziału domowników lub sąsiadów. Jedną z wad słuchawek jest jednak ograniczenie możliwości swobodnego poruszania się spowodowane obecnością kabla.

Niżej jest przedstawione rozwiązanie słuchawek bezprzewodowych, które eliminuje kabel oraz umożliwia używanie w wybranym pomieszczeniu dowolnej liczby takich słuchawek. Do tego potrzebne jest zmienne pole magnetyczne wytwarzane przez cewki pętlowe biegnące wokół pokoju. Konieczne jest zamontowanie dwóch oddzielnych cewek pętlowych, a mianowicie: poziomej (podłogowej) oraz pionowej (biegnącej po obrysie dłuższej ściany pokoju). Obie pętle przyłącza się do wyjść wzmacniacza stereofonicznego, zamiast głośników. Pętla pionowa współpracuje z kanałem lewym, a pętla pozioma – z kanałem prawym. Ze względów konstrukcyjno-montażowych na cewki pętlowe najodpowiedniejszy będzie izolowany drut miedziany o średnicy 1 mm. Rezystancja 1 metra takiego drutu wynosi 0,0223 Ω. Należy ułożyć tyle zwojów drutu dla każdej pętli, aby uzyskać rezystancję rzędu 4 Ω. Płaszczyzny pętli nadawczych są prostopadłe względem siebie. Wzajemne oddziaływanie pól magnetycznych jest więc pomijalnie małe, co zapewnia wystarczającą separację obu kanałów stereofonicznych.

Na rysunku przedstawiono schemat układu odbiorczego. Zmienne pole magnetyczne pętli podłogowej indukuje w cewce L1 sygnał kanału prawego. Pętla ścienna indukuje sygnał akustyczny kanału lewego w cewkach L2 i L3. Zastosowanie dwóch cewek (L2, L3) wzajemnie prostopadłych, ułożonych na jednej płaszczyźnie jest konieczne, aby wyeliminować zmiany siły dźwięku kanału lewego w czasie obrotu odbiornika w płaszczyźnie poziomej.

Wzbudzone w cewkach zmienne napięcie akustyczne jest doprowadzone do wejść wzmacniaczy operacyjnych typu 741, pracujących w układzie nieodwracającym fazę przy współczynniku wzmocnienia równym około 1000. Wzmacniacze w tym układzie pracują bardzo stabilnie i oddają znaczną moc do obciążenia. Rezystor 33 Ω zabezpiecza wzmacniacz przed nadmiernym obciążeniem ograniczając prąd wyjściowy. Obciążeniem wzmacniaczy mogą być słuchawki dowolnego typu, a nawet miniaturowe głośniki o rezystancji nie mniejszej od 4 Ω. Odbiornik montuje się w niewielkim pudełku plastykowym i mocuje się go do korpusu słuchawek. Płaszczyzny cewek odbiorczych powinny być tak usytuowane w obudowie odbiornika, jak to przedstawiono na rysunku. Cewki te nawinięto drutem nawojowym o średnicy 0,1 mm w emalii na ferrytowych rdzeniach długości 20 mm i średnicy 5...6 mm. Cewki L2 i L3 mają po 6000 zwojów, a L1 – 2000 zwojów. Potencjometry montażowe w pętlach sprzężenia zwrotnego wzmacniaczy służą do ustalenia jednakowego poziomu sygnału w słuchawkach lewego i prawego kanału.

Zastosowane wzmacniacze operacyjne wymagają dwóch źródeł zasilania; najodpowiedniejsze są dwie baterie typu 6F22.

Proponowany układ nie obniża w zasadzie parametrów odsłuchu przy zastosowaniu słuchawek SN50 i SN60, zapewniając przenoszenie pasma częstotliwości od 30 Hz do 15 kHz. Tłumienie przesłuchu między kanałami przy częstotliwości 1 kHz i idealnie pionowym położeniu cewki L1 względem płaszczyzny pętli podłogowej jest większe niż 38 dB. Współczynnik zniekształceń nieliniowych przy częstotliwości 1 kHz jest mniejszy od 1%.

inż. Zbigniew Stanisław Woźniak

Opracowano na podstawie „Sdelovaci technika" nr 1/1978.

Schemat ideowy odbiornika słuchawek bezprzewodowych

